Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap

DEEL 27 No. 5 1962

Elektro-fysiologische reacties op sinusvormig gemoduleerd licht

door L. H. van der Tweel *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 29 nov. 1961.

Summary

The visual system can be considered quasi-linear when only small deviations from the average are allowed. It is shown that the use of sinewave modulated light produces linear responses in primary parts of the system but that already in early stages heavily non linear transformations are evoked. The correspondence between electrophysiology and psychophysical experiments is discussed.

1. Inleiding

Het is een bekend feit, dat, indien de frequentie van flikkerend licht opgevoerd wordt, op een zeker ogenblik het licht als stationnair gezien wordt. De grenstoestand van flikker-stationnair noemt men de flikker-fusiefrequentie of kritische flikkerfrequentie en deze z.g. C.F.F. is onderwerp geweest van een onnoemelijk aantal onderzoekingen en publikaties.

Het is de verdienste van De Lange[1]) een analyse te hebben gegeven, die nauw aansloot bij methoden uit de filtertechniek. Hierdoor kon het onsamenhangende materiaal systematischer overzien worden en verdere experimenten ook op elektrofysiologisch gebied worden verricht.

De Lange introduceerde het gebruik van sinusvormig gemoduleerd licht en mat bij constant gemiddelde de krommen die de

) Laboratorium voor Medische Physica der Universiteit van Amsterdam

relatie weergeven tussen modulatiediepte en frequentie voor de fusiegrens.

Neemt men aan, dat het subjectieve criterium van de fusiegrens correspondeert met een vaste waarde van een parameter ter plaatse in het zenuwstelsel waar het subjectieve kriterium wordt aangelegd, dan verkrijgt men een frequentiekarakteristiek, die zeer vergelijkbaar is met de gebruikelijke in de netwerktheorie. De belangrijkste gegevens uit dit onderzoek waren, dat de fusiegrens aan de hoogfrequente kant praktisch volledig wordt bepaald door de grondfrequentie van het gepresenteerde repeterende signaal en dat daar een zeer steile afval plaats vindt (fig. 1).

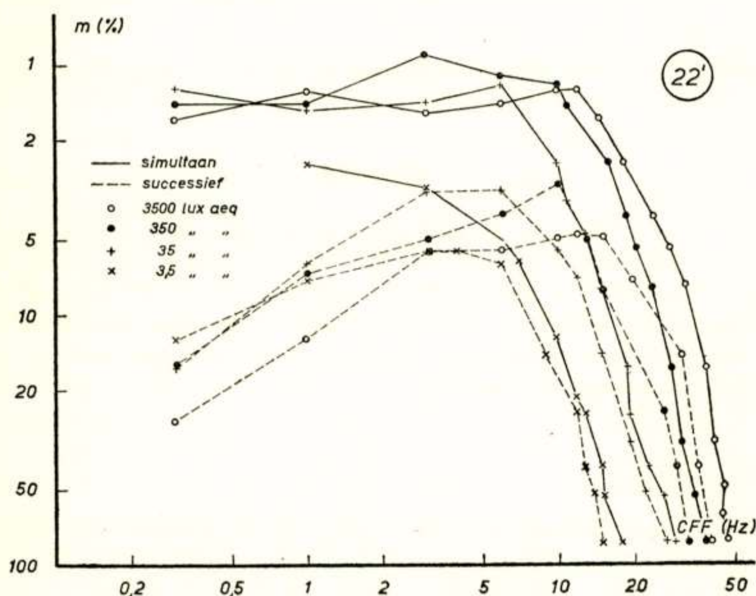


Fig. 1

De krommen geven het verband aan tussen frequentie en modulatiediepte bij verschillende helderheden van het proefveld van 22', De getrokken lijnen geven de drempel aan voor een veld omgeven door een groter veld van gelijke gemiddelde helderheid. De gestippelde krommen voor een veld zonder omgevingsverlichting. Bij lage frequenties wordt het oog ongevoelig voor variaties als er geen vergelijkingsveld aanwezig is.

Hieruit kan o.m. geconcludeerd worden dat eventuele niet-lineaire processen optreden nadat voldoende h.f. verzwakking is bereikt.

Tot voor kort was het in de elektrofysiologie van het zien

gewoonte om van een vrijwel aan het donker geadapteerd oog bij plotselinge verlichting de elektrische reacties, het elektroretinogram (ERG), te registreren, en in de hersenschors of op de schedel het elektro-encephalogram (EEG).

Het gezichtsorgaan, ook op zijn eenvoudigst beschouwd, vertoont in het algemeen geen lineair verband tussen elektrische reacties en gepresenteerde hoeveelheid licht. Door het werken met signalen vanuit het donker wordt deze niet-lineariteit op zijn sterkst ondervonden. Men kan dit niet-lineaire gedrag wel aanvoelen als men bedenkt, dat een oog een helderheidsgebied van 1 - 100.000 kan verwerken. Het maximale elektrische signaal is enige millivolts en bij zeer zwak licht is altijd nog wel iets van de orde van microvolts terug te vinden. Er treedt dus een sterke compressie op.

De methode van het gemoduleerde licht biedt nu twee voordelen, ook in de elektrofysiologie:

1 Men kan aannemen dat het systeem min of meer gelineariseerd is, voor zover het verband tussen elektrische reactie (responsie te noemen) en lichtsignaal niet te grote discontinuiteiten vertoont. Vindt men dan sterke niet-lineariteiten bij geringe modulatiediepte, dan heeft het zin extra betekenis hieraan toe te kennen.
2 Vergelijking van elektrofysiologische en waarnemingsresultaten is mogelijk, omdat bij lineair gedrag waarnemingen boven de subjectieve drempel nog met drempelwaarnemingen vergeleken kunnen worden. Het bleek dat elektrofysiologische reacties gemeten konden worden niet ver van of beneden de waarnemingsdrempel. Dit zou informatie kunnen geven over eventuele drempelmechanismen.

De opstelling van De Lange waarbij een veldje van 2° op een gemiddeld gelijkverlicht omgevingsveld werd gebruikt als proefveld leek voorlopig niet zo geschikt voor elektrofysiologisch onderzoek, zodat overgegaan werd op grotere vlakken tot 1 radiaal toe. De subjectieve krommen komen met die van De Lange overeen, behalve wat het gedrag bij lage frequenties betreft.

2. Elektrofysiologische waarnemingen

Het visuele systeem geeft op verschillende plaatsen meetbare elektrische reacties op lichtprikkels. Het elektroretinogram is het eerste signaal, dat afgetapt kan worden. Het kan 500 μV

en meer bedragen. Bij insecten- en krabbenogen is het een eenvoudig aandoend signaal, ook als lichtflitsen gegeven worden.

Bij kat en mens is het ERG veel ingewikkelder. De retina vervult behalve als ontvangst- en foto-elektrisch centrum ook een rekenfunctie en het ERG van mens en kat vertoont daar duidelijk de sporen van. Het is nog niet gelukt verschillende componenten, die men b.v. aan het ERG op een sterke flits kan toeschrijven, met zekerheid aan bepaalde structuren in het netvlies te koppelen, laat staan in verbinding te brengen met waarnemingsverschijnselen. Toch is de ontleding van het ERG volgend op een flits in z.g. golven (fig. 2) fysiologisch niet ongefundeerd. Maar er is nog niet nader onderzocht of een andere beschrijving niet even zinvol of zelfs meer ter zake is.

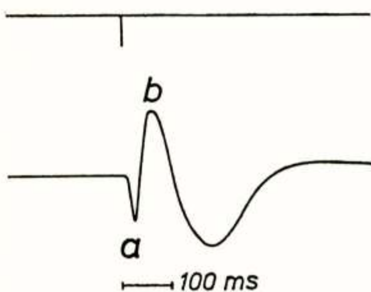


Fig. 2

Schematische voorstelling van het elektroretinogram volgend op een flits. De a-golf wordt toegeschreven aan het z.g. fotopische-systeem d.i. het systeem voornamelijk in gebruik bij het zien bij daglicht. De b-golf wordt meestal toegeschreven aan het deel van de retina dat speciaal op de staafjes reageert. De waarden gaven slechts een algemene indruk en zijn afhankelijk van de situatie.

De Voe[2]) en Kirschfeld[3]) hebben aangetoond dat, indien met naar verhouding kleine signalen gewerkt wordt (niet te grote modulatiediepte), voor 't eenvoudige facettenoog in zeer goede benadering een lineair verband tussen prikkel en signaal bestaat, dat b.v. toelaat sprongfuncties nauwkeurig uit de frequentie-fase karakteristieken uit te rekenen. Dit was reeds aangetoond door Visser en Van der Tweel[4 a, b]) voor het katten- en mensen-ERG, slechts was hier de samenhang ingewikkelder en vonden afwijkingen van de lineariteit veel eerder plaats.

Fig. 3 geeft de reacties op sinusvormig licht van verschillende frequenties bij de kat aan; fig. 4 de berekende en gemeten sprongkarakteristiek. Fig. 5 geeft de amplitude- en faserelaties en de daaruit berekende R cos φ kromme als functie van de frequentie bij de mens.

(Zoals bekend is voor een berekening van de sprongkarakteristiek van een niet-minimum-fase netwerk, zowel de amplitude karakteristiek als die der fase noodzakelijk. De samenstelling van deze twee tot één kromme (R cos φ) daarentegen geeft

weer een volledige beschrijving geheel equivalent aan de sprongkarakteristiek.)

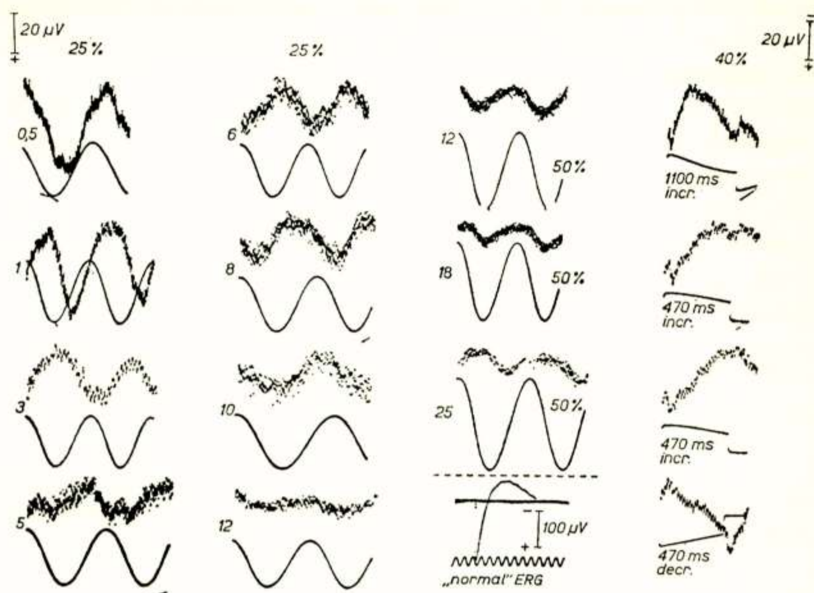


Fig. 3

Bij hoge retinale verlichtingssterkte (ca. 50.000 trolands) werd bij de kat bij een veld van ca. 56° de elektrische reactie van het oog op sinusvormig gemoduleerd licht gemeten. De bovenste kromme geeft steeds de reactie aan, de onderste het wisselstroomsignaal van de fotocel die de lichtbron regelt. Bij 3 Hz is de fase reeds 180° verschoven. Bij 5 cps is er een minimum in de amplitude en duidelijke vervorming. Bij 12 cps moest de modulatiediepte vergroot worden om nog een redelijke reactie op te leveren. Het „normale" ERG is geregistreerd met een plotselinge inzet van het gemiddelde licht. De laatste rij toont reacties op een stap-functie van ca. 40% meer of minder licht. Zij lijken redelijk symmetrisch behalve misschien voor het eerste snelle deel.

Men ziet, dat er redelijk goede overeenstemming bestaat tussen gemeten en berekende krommen. De grotere fasedraaiing, die wordt gevonden bij de kleinere intensiteit leidt tot een langzamer verlopende berekende sprong karakteristiek. Dit sluit goed aan bij het experiment. Het is mede uit de R cos φ kromme duidelijk, dat er geen minimum-fase relatie is, en ook niet een eenvoudige uitsteltijd. In het laatste geval moesten immers de nuldoorgangen van de R cos φ kromme als functie van de ω op afstanden 1, 3, 5 van de 0 liggen. Men dient in aanmerking te

nemen dat het materiaal aanzienlijke variaties vertoont, vooral bij frequenties < 3 Hz, en nog slechts beperkt is. Het te onzer beschikking staande waarnemingsmateriaal toonde nog duidelijke

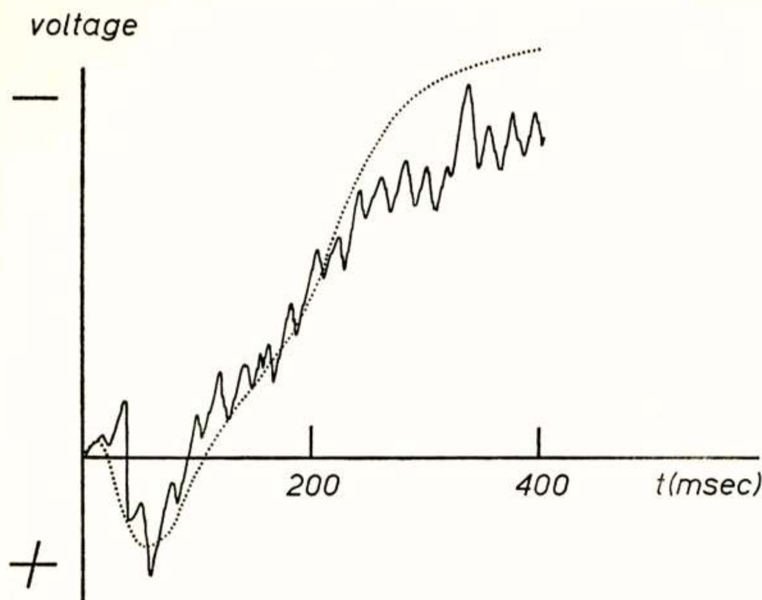


Fig. 4

Berekende en gemeten sprongkarakteristiek uit fig 3. Met behulp van een transformatietabel is uit de frequentie- en fase karakteristiek een sprongfunctie bepaald die vergeleken wordt met één der gemeten reacties op een vermeerdering met 40%. De krommen zijn aangepast in hoogte, niet in tijd. De overeenstemming is redelijk.

asymmetrieën. In fig. 6 zijn een aantal sprong-karakteristieken weergegeven op positieve en negatieve veranderingen van 25% van de gemiddelde lichthoeveelheid. Het antwoord op de negatieve sprong is duidelijk groter dan dat op de positieve. Bij 12,5% variatie lijkt dit verschil af te nemen, doch de onnauwkeurigheid wordt hier te groot om tot een uiteindelijke conclusie te komen. Het zal zeker interessant zijn na te gaan of bij de subjectieve drempel de elektro-fysiologie een lineair of toch nog een duidelijk niet-lineair beeld zal vertonen, dit in verband met de lineaire benadering van De Lange.

Een aantal conclusies kunnen getrokken worden. De verschillende toppen van het standaard ERG (opgenomen met een relatief groot tot zeer groot signaal) kunnen misschien wel terug gevonden worden in het antwoord op positieve relatieve spron-

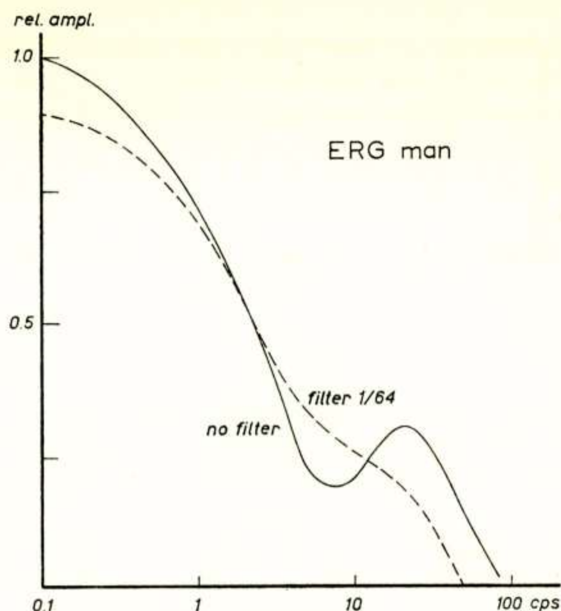


Fig. 5a

Globale amplitude karakteristiek van het ERG bij de mens, opgenomen met integratie-techniek. Het veld is ca. 56°, de maximale helderheid ca. 20.000 lux eq. Voor twee intensiteiten wordt bij frequenties tussen 3 en 8 weinig verschil in reactiegrootte gevonden *).

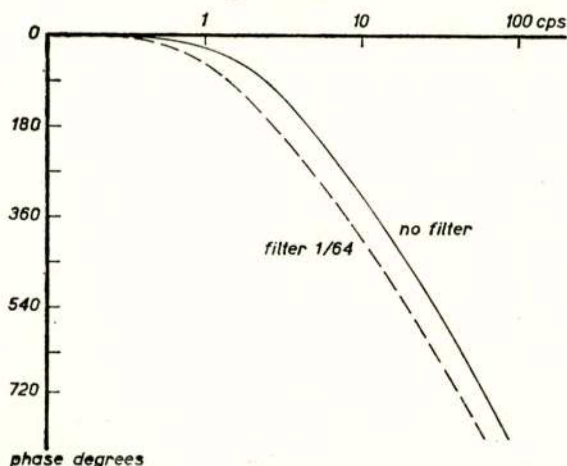


Fig. 5b

Fase karakteristiek onder dezelfde omstandigheden

*) Uit recente onderzoekingen lijkt het waarschijnlijk dat de laagfrequente reacties meer door het strooilicht, de hoogfrequente meer door het veld zelf veroorzaakt worden.

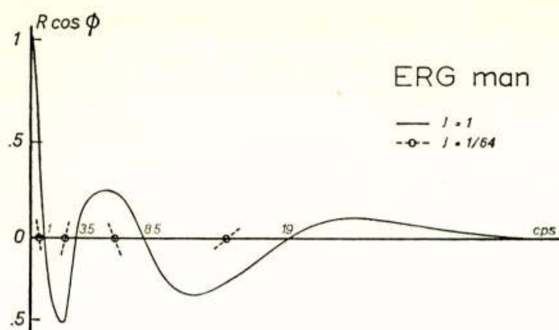


Fig. 5c
R cos φ kromme. Het gecompliceerde verloop van de erbij behorende sprongkarakteristiek zou met het aannemen van verschillende mechanismen te verklaren zijn.

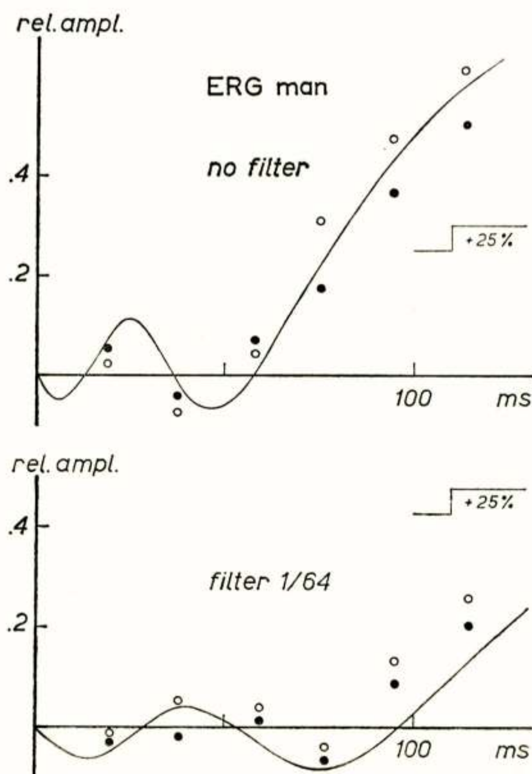


Fig. 5d,e
Gemeten en berekende sprongfuncties. De punten zijn gemeten als gemiddelden van steeds 50 reacties op sprongen. De overeenkomst is goed te noemen.

gen of stoten. Het is echter duidelijk, dat, voorzover de lineaire benadering opgaat, aan deze toppen niet meer betekenis kan worden toegeschreven dat aan soortgelijke eigenaardigheden in de R cos φ kromme en het zal nog veel onderzoek vergen om te zien op welke wijze fysiologische processen gepresenteerd worden in de elektro-fysiologische resultaten. Zeker is, dat in vroegere beschouwingen deze bijna formalistische punten te veel verwaarloosd werden, omdat men niet aan een lineaire benadering toekwam.

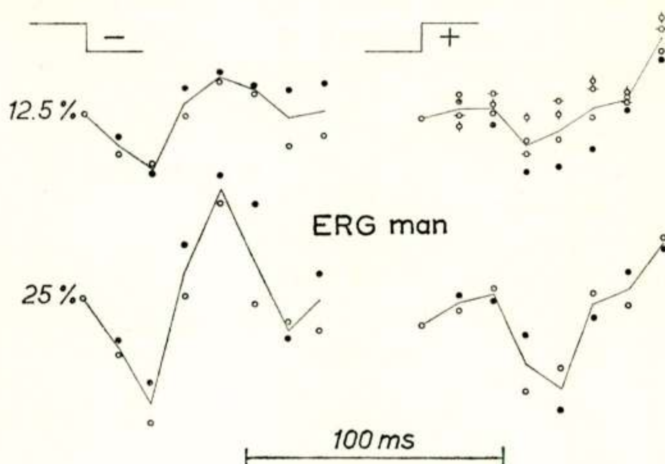


Fig. 6

Met integratie in 8 tijdspunten bepaalde sprongkarakteristieken. De omkeerpunten liggen bij dezelfde tijdstippen, maar de reacties op negatieve en positieve veranderingen zijn in absolute maat verschillend. Het is uit ons materiaal niet af te leiden of deze verschillen kleiner worden bij kleinere modulatiediepte.

Men krijgt uit ons materiaal de indruk, en voor eenvoudige ogen is dit ook gevonden, dat de h. f. afsnijding langzamer verloopt met de frequentie dan in de subjectieve experimenten. Een deel der h. f. afsnijding zou dan plaats vinden na de processen die het ERG vormen.

Verder valt op, dat de responsies in het gebied van 2 - 8 cps bij constante modulatiediepte (25 %) niet zeer afhankelijk van de gemiddelde verlichting bleken. Dit sluit aan bij de gebruikelijke veronderstelling, dat responsie en prikkel in een benaderenderwijs logaritmisch verband staan. De logaritme van $\triangle J/J$ is immers onafhankelijk van J.

3. Het tussenstation (corpus geniculatum laterale) van de kat

De signalen, die door de retina verwerkt zijn, worden overgebracht via de optische zenuw in een soort puls-code naar het z.g. corpus geniculatum laterale. Hier vindt een verdere verwerking plaats, voor de hersenschors bereikt wordt. Er wordt aangenomen, dat dit tussenstation niet al te ingewikkelde transformaties verricht.

Voor vergelijking met subjectieve onderzoekingen is het moeilijk te weten welke kriterium gekozen moet worden bij de bestudering van de elektrische reacties. Bij de subjectieve proeven neemt men al dan niet zien van flikkeren als grens. Men kan

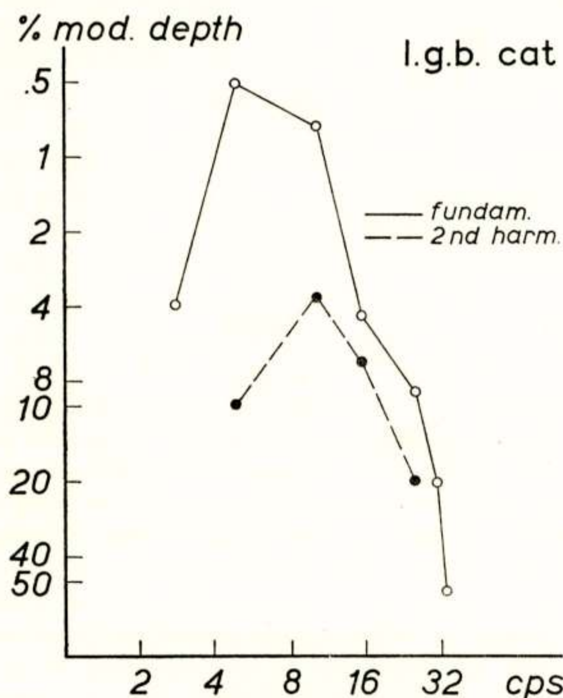


Fig. 7

Percentage modulatie nodig voor een constant elektrisch antwoord in het corpus geniculatum laterale van een kat als functie van de frequentie. Selectieve versterking met $Q = 20$ werd gebruikt voor de grondfrequentie en de tweede harmonische. Opmerkelijk is de scherpe afsnijding aan de laagfrequente kant. De retinale verlichting was 50.000 trolands bij 15°.

dan veronderstellen, zoals De Lange, dat deze grens voor alle frequenties bereikt wordt bij eenzelfde uitgangs amplitude. Men zou ook kunnen denken, dat in een bepaalde frequentieband de daarin heersende ruis als kriterium zou moeten gelden. In onze latere experimenten hebben wij de elektrofysiologische reactie gemeten aan de amplitude van het uitgangssignaal, bij constante ingangsmodulatie. Dit mag in een redelijk lineair systeem equivalent geacht worden met het zoeken van die modulatiediepte waarbij de uitgangsgrootheid steeds dezelfde wordt. Fig. 7 geeft de krommen opgenomen volgens het eerste recept. De grondgolf en de 2e harmonische werden bepaald met behulp van selectieve versterking.

De hoogfrequent afsnijding blijkt nu in hoge mate aanwezig te zijn. De gevoeligheid bij 8 cps is groot, zodat 0.5% modulatiediepte nog een resultaat opleverde, dat boven de ruis uitkwam.

Het laagfrequent gedrag wijkt zeer af van het subjectieve beeld. In het laatste geval behouden de lage frequenties nog een grote gevoeligheid. Meer dan enkelvoudige afsnijding wordt beneden 5 cps nauwelijks bij de mens gevonden. In deze krommen van de kat is de afsnijding veel scherper evenals bij de nog te bespreken registraties met elektroden in de hersenschors van de niet-genarcotiseerde mens. Er moet worden opgemerkt, dat deze reeks experimenten slechts een steekproef vertegenwoordigen. Het is best denkbaar dat op andere plekken van het corpus geniculatum andere frequentie karakteristieken gevonden worden.

Fig. 8 toont een fenomeen dat, hoewel misschien niet algemeen toch zeker ook niet incidenteel is. Bij toenemende modulatiediepte verdwijnt de grondgolf en komt er een sterke 2e harmonische voor in de plaats. Dat de vervorming bij hogere modulatiediepte toeneemt is begrijpelijk, maar dat dit reeds zo snel leidt tot onderdrukking van de grondgolf toont aan, dat in dit deel van de visuele banen zeer ingewikkelde processen tot uiting komen.

Wij tonen dit experiment mede omdat het vrijwel uitgesloten moet worden geacht, dat op de „klassieke" manier door b.v. met donker-licht reacties te werken een dergelijk facet ooit tot uiting zou zijn gekomen.

4. Registraties in en aan de hersenschors

Voor bepaalde ernstige psychiatrische gevallen wordt wel de

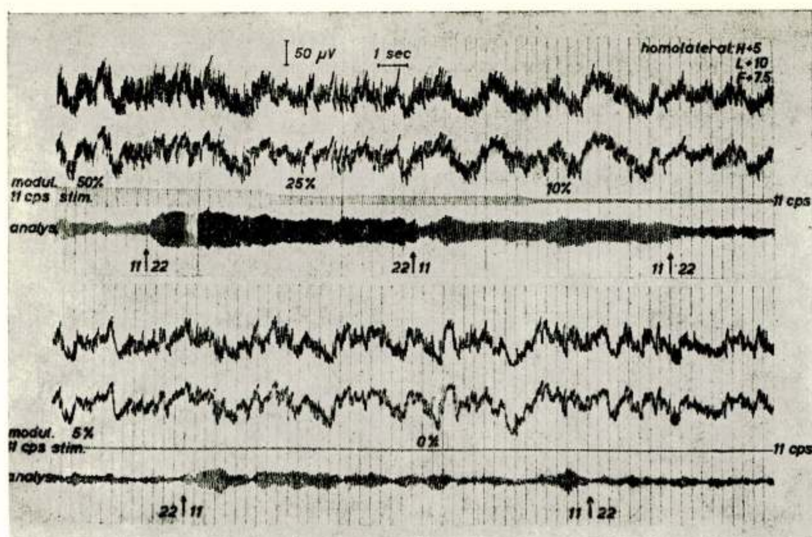


Fig. 8

Elektrische reacties als bij fig. 7, doch bij diffuus licht van ca. 200 lux eq. Krommen 1 en 2 zijn identieke directe registraties. Curve 3 geeft het signaal van de fotocel van de lichtbron. Curve 4 het selectief versterkte signaal bij 2 frequenties. Vermindering van modulatiediepte geeft verkleining van de 2e harmonische maar vergroting van de grondfrequentie!

z.g. leukotomie toegepast: het wegnemen van delen van de hersenen, die verantwoordelijk worden geacht voor het ziektebeeld. Om deze vernietiging zoveel mogelijk te beperken worden in sommige medische centra een groot aantal fijne staaldraadjes, alleen aan de punt niet geisoleerd, in de hersenen gebracht en daar soms enige maanden gelaten. Uit de gegevens kan men dan wel zien welke delen mogelijk verantwoordelijk voor het ziektebeeld zijn.

Bij een patient in Oslo waren enige elektroden in een optisch gevoelig deel der hersenen gelegen. Door het gebruik van gemoduleerd licht en selectieve versterking bleek het mogelijk ook hier krommen op te nemen, die min of meer vergelijkbaar zijn met de subjectieve (fig 9). Men ziet, dat weer de steile afloop naar hoge frequenties gevonden wordt en eveneens een veel moeilijker te interpreteren afloop naar lage frequenties. Ook hier geldt weer de waarschuwing, dat noch de plek van afleiding noch de door ons gevonden signalen representatief hoeven

te zijn voor het visueel gebeuren. Zeker is dat de visuele signalen overgebracht worden met heel kort durende zenuwimpulsen en dat de massale responsies die we met onze in vergelijking tot de cellen toch zeer grove elektroden kunnen vinden, begeleidende verschijnselen weergeven en zelfs niet een directe sommatie van de impulsen.

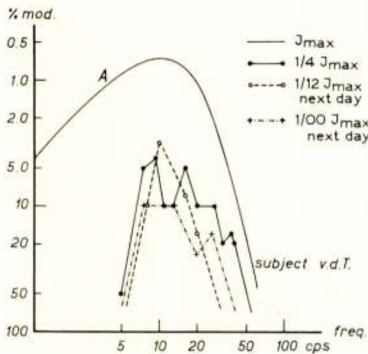


Fig. 9

Modulatiediepte nodig voor een juist van de ruis onderscheidbaar signaal als functie van de frequentie. Curve A is subjectief bepaald. De andere curven zijn gemeten met diepteëlektroden. Selectieve versterking werd gebruikt om de signaal-ruisverhouding te verbeteren.

Met de integratiemethode, die nog behandeld wordt, werden ook een aantal registraties met z.g. scalp-elektroden gedaan. Deze worden slechts besproken omdat zij ook aangeven in welke richting het onderzoek zal worden voortgezet; zij zijn te incidenteel om vergaande conclusies toe te laten.

In fig. 10 ziet men de reactie op een signaal van 9 Hz met een modulatiediepte van 25%. De elektroden waren geplaatst op het achterhoofd waar de z.g. visuele cortex zijn voornaamste signalen geeft. Het antwoord is een 18 cps signaal, hetgeen overeen zou kunnen komen met wat in fig. 8 voor de hogere modulatiedieptes in het corpus geniculatum gevonden is.

Een verder onderzoek zal moeten uitmaken of ook hier bij lagere modulatie-dieptes de grondgolf teruggevonden zal worden.

Fig. 11 en fig. 12 geven achtereenvolgens een EEG en een ERG waarbij de responsie gevonden wordt terwijl de proefpersoon geen variaties meer ziet. Dit resultaat is alleen te bereiken door toepassing van langdurige elektrische integratie waardoor de signaal-ruisverhouding blijkbaar meer verbeterd wordt, dan in het systeem zelf, dat slechts een directe integratietijd van ten hoogste ca. 0.2 seconden heeft.

Dit soort proeven is niet alleen interessant vanwege de technische mogelijkheden, maar ook omdat hierdoor waarschijnlijk gegevens gewonnen kunnen worden over het drempelbegrip. Dit laatste is n.l. een volstrekt niet-lineair begrip. Er is een reactie die zeer sterk afhankelijk is van kleine variaties: een z.g. alles-

of-niets reactie. Vindt men nu beneden subjectieve drempels nog een elektrisch signaal, dan zou dit kunnen betekenen, dat de subjectieve drempel pas in een later stadium zijn beslag krijgt.

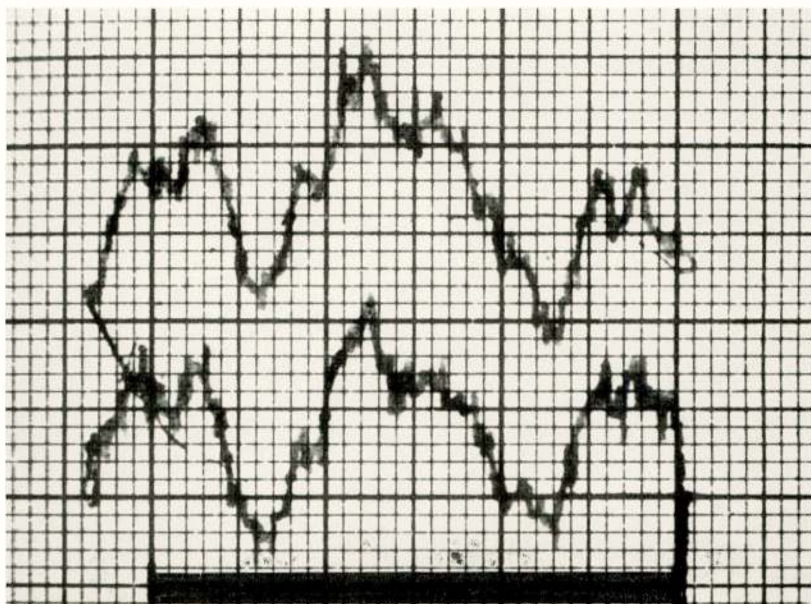


Fig. 10

Met de digitaal-analogon integrator CAT van de Mnemotron company bepaalde reactie op 9 Hz, 250 integraties. De lengte van de lijn geeft de grondgolf aan. De twee kanalen hebben één afleidingspunt op het achterhoofd gemeenschappelijk. Er is een duidelijke voorkeur voor een 2e harmonische in de reactie.

5. Conclusies

Hoewel in de fysiologie de toepassing van begrippen uit de de techniek met voorzichtigheid moet geschieden en wel door de onoverzichtelijke gecompliceerdheid van de meeste problemen, is het duidelijk dat de quasi-linearisering door het gebruik van kleine afwijkingen om een gemiddelde en de toepassing van filtertheorie nieuwe mogelijkheden heeft gegeven voor de analyse van het visuele systeem. Bij niet te grote modulatiediepte gedraagt dit systeem zich bij benadering lineair op een aantal punten.

De hoogfrequent afsnijding kan vergeleken worden bij subjectief onderzoek en bij elektrofysiologisch onderzoek op ver-

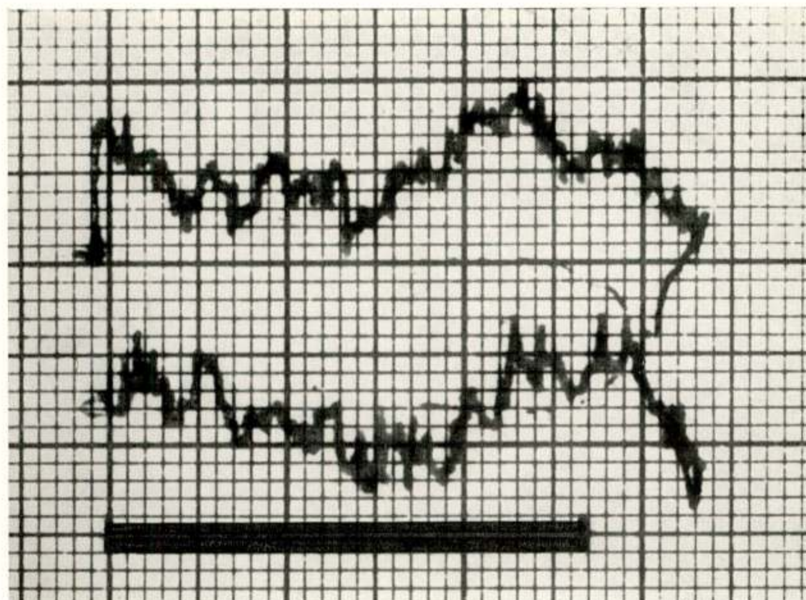


Fig. 11
1000 integraties bij 12 Hz en 2% modulatiediepte. Situatie als fig. 10. De proefpersoon zag geen flikkeren.

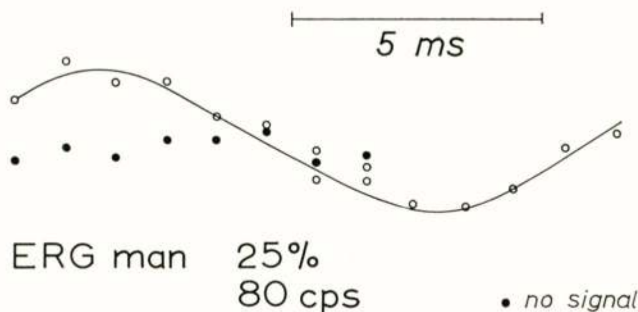


Fig. 12
Elektroretinogram bij 80 Hz en 25% modulatiediepte. Ook hier werd geen flikkeren gezien. De punten zijn van 2 series geintegreerd over 1000 perioden.

schillende plaatsen in de procesketen. Het is aannemelijk, dat de scherpe hoogfrequent afsnijding het gevolg is van werkingen, die gezeteld zijn op verschillende plaatsen van het systeem. Al

heel snel beginnen in wat verder gelegen plaatsen van de gezichtszin belangrijke niet-lineaire transformaties een rol te spelen, waarvan de biologische betekenis vooralsnog niet duidelijk is.

Alhoewel dit artikel in eerste aanleg is bedoeld om de mogelijkheden van fysische methoden in de fysiologie aan te geven zijn er sommige toestellen gebruikt, die wel speciaal zijn doch misschien algemener interesse waard zijn.

1 Apparaat voor gemoduleerd licht

Er zijn in hoofdzaak drie typen toestellen beschreven om gemoduleerd licht te kunnen maken.

a Een voor de hand liggende methode is een draaiend polaroid filter, waardoor een sinusfunctie gemaakt kan worden, die vervolgens gevoegd wordt bij een langs andere weg gaand deel van het zelfde licht. Door een slimme combinatie van polaroid filters is het mogelijk bij verschillende modulatiediepte toch het gemiddelde constant te houden (De Lange).

b Door de RCA wordt geproduceerd een z.g. glow-modulator tube waarmee een vrij grote oppervlakte helderheid verkregen kan worden en die bestaat uit een gasgevulde buis, waarvan de lichtstroom ongeveer lineair afhankelijk van de doorgevoerde stroomsterkte is. Door foto-elektrische terugkoppeling kan deze buis in hoge mate gelineariseerd worden. Dit is o.a. toegepast door Veringa[5]).

Een voordeel van deze methode is, dat alle lichtvormen makkelijk te maken zijn, hetgeen van belang is indien men de relaties tussen sprong, impuls en sinus karakteristieken wil bekijken. Een nadeel is de betrekkelijk kleine lichtstroom, zodat oog-optiek gebruikt moet worden om vlakken van voldoende helderheid te produceren.

c De door ons gekozen bron is een televisie-projectiebuis van Philips MW6-2 met de bijbehorende Schmitt optiek.[6]) Bij direct zicht ziet men een ring van ca. 10 x 1,5 cm met een zeer hoge oppervlaktehelderheid $>$ 50.000 lux eq. Bij projecteren kan men op een vlak van ca. 100 cm^2 een verlichtingssterkte van ongeveer 150 lux bereiken. Een lichtstroom dus van ca. 1,5 lumen.

Aangezien de buis magnetische afbuiging heeft, was het niet mogelijk met hoge frequenties te werken voor de afbuiging. De langzame en snelle afbuiging geschiedt met resp 1000 en 20000 Hz en wel met symmetrische driehoeken. Dit is gedaan om de snelle terugsprong van een echte zaagtand te ontgaan. Door de twee tijdbases te synchroniseren is interferentieflikker voorkomen. Door de defocussering wordt een egaal vlak verkregen van ca. 0.5 cm^2.

Het licht wordt geregeld door een vacuum fotocel met een daaraan aangesloten gelijkstroomversterker, die een integrerende schakeling voedt. Deze schakeling kan indien een kleine integratietijd wordt gekozen de momentane helderheid regelen tot ca 100 Hz, in afhankelijkheid van een elektrisch signaal. Het is ook mogelijk met een grote integratie condensator te werken. Indien men de televisiebuis nu aan en uit schakelt via de kathode zal de integratieregeling het gemiddelde constant houden. Dit maakt direct vergelijken van diverse licht-donker functies en sinusvormige modulatie mogelijk. Het dynamisch bereik laat een licht-donker verhouding van ca 1 : 16 toe. Zonder integratie is een veel groter bereik mogelijk.

Een moeilijkheid is de lage tijdbasisfrequentie. Indien men flitsen van b.v. 1 msec wil geven en geen overlapping wil hebben, moet er nauwkeurig gesynchroniseerd worden tussen de kathodeschakelimpuls en de langzame tijdbasis. Er is dus een dubbele teller met coincidentieschakeling ingebouwd die iedere verhouding licht-donker vanaf 1 : 16 mogelijk maakt tot 2047 - 1.

Het geheel werkt bevredigend, hoewel natuurlijk een projectiebuis met elektrostatische afbuiging waardoor het hele synchronisatie probleem zou komen te vervallen grote voorkeur zou verdienen.

II Integratoren

Door Dawson[7]) is de integratiemethode ontwikkeld voor fysiologisch gebruik. (Eigenlijk is een integrator het eenvoudigste model van een kruiscorrelator. Men vermenigvuldigt n.l. de responsie met n impulsfuncties en verzamelt dan over verschillende uitsteltijden). De methode is alleen bruikbaar voor reacties op een signaal of voor reacties die een vaste tijdrelatie hebben met een ander fysiologisch fenomeen. In fig. 13 wordt het principe van de methode schematisch weer-

gegeven. Op tijdstip 0 wordt een prikkel gegeven. Op 6 tijdstippen (niet noodzakelijkerwijs) egaal gespatieerd wordt nu de reactie bemonsterd.

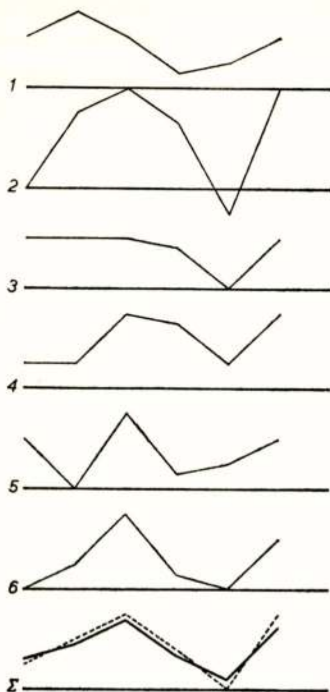


Fig. 13
Principe van de integratie. 6 signalen afgeleid van het gestippelde signaal, maar met ruis er aan toegevoegd, worden in 6 punten gemiddeld en geven dan een signaal, dat weinig afwijkt van het oorspronkelijke.

De spanning op deze punten, of de gemiddelde spanning van de afgelopen periode wordt per punt in een of ander geheugen gebracht. Bij de tweede reactie wordt weer net zo bemonsterd en er ontstaat dus per punt (bepaald tijdsinterval) een sommatie over alle reacties. Het behoeft geen betoog, dat de signaal ruisverhouding op deze wijze sterk verbeterd kan worden, in beginsel met $\sqrt{n}$, als n het aantal gesommeerde reacties is.

Bij de door ons gebruikte apparatuur van Rémond in Parijs waren 8 punten beschikbaar en konden tot 2000 responsies gesommeerd worden, hetgeen dus een signaal-ruisverbetering geeft van $\sqrt{2000}$. De nieuwste Amerikaanse digitaal-analogon apparatuur laat een nog groter aantal sommaties toe en kan, hetgeen voor de fysiologie zeer belangrijk is, enkele kanalen tegelijk voor integratie inschakelen.

De methode heeft grote mogelijkheden in de fysiologie, zoals o.a. kan blijken uit fig. 12, waar een responsie van slechts 1 μV nog teruggevonden kan worden in een ruisend signaal van minstens 20 μV. Verwacht moet worden dat bij een betere theoretische analyse van optimale weergave de nauwkeurigheid van dit soort apparaten voor gedefinieerde problemen nog opgevoerd kan worden.

Het werk dat hier wordt beschreven is uiteraard het resultaat van samenwerking met vele anderen. Sommige figuren zijn ontleend aan de daaruit voortvloeiende publikaties.

Zonder ieders aandeel expliciet te vermelden, wilde ik gaarne de volgende personen bij name noemen: Dr J. J. Denier van der Gon, Amsterdam; Dr K. Mechelse, Leiden; Dr A. Rémond, Parijs; Dr C. W. Sem-Jacobsen, Oslo; Dr W. Storm van Leeuwen Utrecht; Dr J. Strackee, Amsterdam; Dr F. T. H. Veringa, Amsterdam; Prof. Dr. P. Visser Amsterdam; Dr. M. van Vliet, Leiden.

Een deel van het werk werd gesteund door de gezondheidsorganisatie TNO en door een US Navy contract no N62558-2701.

LITERATUURLIJST

1. De Lange, H., Een onderzoek van het flikkerverschijnsel en een mogelijke verklaring van een naar voren gekomen resonantie-effect. Tijdschr. v. h. Ned. Radiogen. XVIII-1, jan. 1953, pp. 1-32.

2. DeVoe, Robert Donald, Electrical responses to flicker in the eye of the wolf spider, Lycosa Baltimoriana, Thesis, April 1961. The Rockefeller Institute, New York.

3. Kirschfeld, Kuno. Quantitative Beziehungen zwischen Lichtreiz und monophasischem Elektroretinogramm bei Rüsselkäfern. Z.f. vergleichende Physiologie 44, 371-413 (1961).

4. a Tweel, L. H. van der and P. Visser: Electrical responses of the retina to modulated light. Luhacovic, proc. 185-196, proc. 1959.

b Tweel, L. H. van der: Some problems in vision regarded with respect to linearity and frequency response. Annals of the New York Acad. of Sc., vol. 89, article 5, p. 829-856, 1961.

5. Veringa, F: Enige natuurkundige aspecten van het zien van gemoduleerd licht. Proefschrift, 14 juni 1961, Amsterdam.

6. Denier van der Gon, J. J., Jan Strackee and L. H. van der Tweel: A source for modulated light. Physics in Med. and Biol. vol. 3, no. 2, p. 164-173, 1958.

7. Dawson, G. D.: Autocorrelation and automatic integration. EEG suppl. no. 4. Symp. 3rd intern. congress 1953, p. 26-37.

Parametrische versterkers met halfgeleiderdiodes

door C. A. Muller *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 13 maart 1962.

Summary

This paper gives a survey of the main properties of variable reactance amplifiers and converters, using a semiconductor diode as a variable capacitance. Noise temperatures of actual amplifiers range from 12 to 300° K while bandwidths of more than 500 Mc/s have been obtained at microwave frequencies using broadbanding techniques.

1. Inleiding

In iedere meet- of ontvangschakeling op hoge frequenties wordt bij kleine signaalintensiteiten de meetnauwkeurigheid of de nauwkeurigheid waarmee de gewenste informatie wordt ontvangen beperkt door de steeds aanwezige ruis. Beperkt men zich tot het frequentiegebied boven 400 MHz, dan is de aan de ontvangeruitgang aanwezige ruis bij gebruik van conventionele versterkers met elektronenbuizen, transistoren, halfgeleidermengdiodes of lopende-golfbuizen voornamelijk afkomstig uit de eerste versterkertrappen, terwijl de warmteruis afkomstig van transmissielijn- en circuitverliezen en de antenneruis afkomstig van de aarde, de aardse atmosfeer en van de melkweg meestal minder belangrijk is. Voor de genoemde versterkertypen is de laagste effectieve ingangsruistemperatuur 500-1000 °K. In de laatste jaren zijn echter verschillende nieuwe versterkertypen ontwikkeld, welke een belangrijke vermindering van de ontvangerruis mogelijk maken. Van deze versterkers is de drie-niveaux vaste-stofmaser de versterker met de laagste ruistemperatuur, dankzij de zeer lage temperatuur waarop deze versterker werkt (vloeibaar heliumtemperaturen). De noodzakelijke koelinstallatie maakt deze versterker echter duur en beperkt tot dusver de toepas-

*) Stichting Radiostraling van Zon- en Melkweg, Radiosterrenwacht Dwingeloo en Rijksuniversiteit te Leiden.

singsmogelijkheden. Wil men volledig profijt trekken van de zeer lage ruistemperatuur van maserversterkers (minder dan 10 °K), dan dienen ook alle andere bijdragen tot de ontvangerruis zoveel mogelijk te worden verminderd, onder anderen door het gebruik van speciale ruisarme antennes, waarbij de ruisbijdrage van de aarde tot de ruistemperatuur van de antenne zoveel mogelijk wordt beperkt. Een goed voorbeeld is het ontvangsysteem gebruikt bij de communicatieproeven met de E c h o-ballonsatellieten, dat uitgerust was met een maserversterker en een ruisarme hoornantenne (1). De antenneruistemperatuur kan alleen laag zijn voor hooggerichte antennes, vandaar ook dat de maser hoofdzakelijk voor radiosterrenkunde en satellietwerk wordt toegepast.

Terwijl bij de maser koeling tot zeer lage temperaturen noodzakelijk is voor de werking van de versterker, is met parametrische versterkers ruisarme versterking mogelijk zonder koeling, al kan in sommige gevallen bij parametrische versterkers met een halfgeleiderdiode door koeling tot vloeibaar-stikstoftemperaturen de ruistemperatuur nog aanzienlijk worden verlaagd, waarbij de ruistemperatuur van een maser wordt benaderd. Zonder koeling zijn ruistemperaturen van de orde van 100 °K of zelfs lager bereikbaar. Hoewel dit dus aanzienlijk hoger is dan voor de maserversterkers bereikt kan worden, betekent dit toch een aanzienlijke verbetering van de totale ontvangerruistemperatuur, waardoor parametrische versterkers een aantrekkelijk alternatief voor de maser vormen. Vooral in die gevallen waar het niet mogelijk is verliesruis en antenneruis sterk te verminderen, zal de parametrische versterker beneden 6000 MHz wegens zijn grotere eenvoud vaak de voorkeur verdienen.

Hier zullen alleen de parametrische versterkers worden besproken waarbij van een halfgeleiderdiode als variabele capaciteit gebruik wordt gemaakt. Voor de parametrische versterkers met een elektronenbundel wordt verwezen naar het betreffende artikel van Ir. Hart (2).

2. Ideale parametrische versterkers

De parametrische microgolfversterkers zijn een moderne toepassing van het reeds lang bekende principe van parametrische versterking van een trilling, dat door M u m f o r d (3) in de volgende algemene vorm is gegoten: Men kan de energie van een trillingsysteem vergroten door energie toe te voeren op een

frequentie welke van de grondfrequentie van het trillingssysteem verschilt.

Men kan deze energie toevoeren door periodiek veranderen van één der parameters in de differentiaalvergelijking welke het trillingssysteem beschrijft. In het geval van een mechanische slinger is dit bijvoorbeeld mogelijk door de slingerlengte te veranderen met een frequentie, die het dubbele is van de slingerfrequentie. Het bekende voorbeeld hiervan is de schommel, waarbij door periodieke verplaatsing van het zwaartepunt de slingerlengte met de dubbele frequentie wordt veranderd, en versterking van de trilling optreedt, als de juiste faserelatie tussen de beide trillingen bestaat. In een elektrische trillingskring is op dezelfde wijze parametrische versterking mogelijk door verandering van de zelfinductie of de capaciteit met de dubbele frequentie. In de microgolfversterker is dit in het algemeen de capaciteit. Wordt de capaciteit telkens verkleind, bijvoorbeeld door het vergroten van de plaatafstand, op het ogenblik dat de spanning over de condensator maximaal is en weer vergroot, wanneer de spanning nul is, dan wordt tweemaal per periode energie aan de kring toegevoerd. Op het ogenblik dat de spanning over de condensator maximaal is, is alle trillingsenergie op dat ogenblik als elektrische energie in de condensator aanwezig. Is de spanning V,

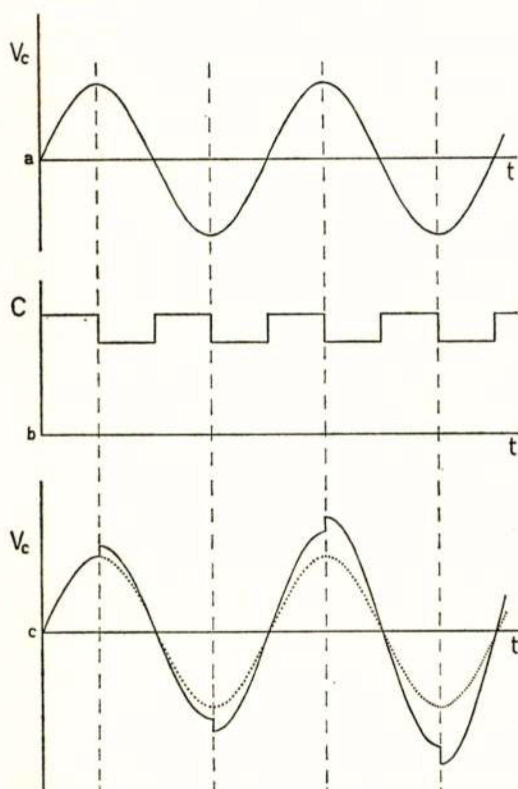


Fig. 1

Het gedrag van de gedegenereerde parametrische versterker. a) spanningsverloop in een ideale trillingskring. b) aangenomen capaciteitsvariatie, en c) spanningsverloop in een ideale parametrische versterker.

de lading Q en de capaciteit C, dan is met de relatie $Q = C.V$ voor de elektrische energie te schrijven

$$W_E = \tfrac{1}{2}\, C.V^2 = \tfrac{1}{2}\, Q^2/C$$

zodat door plotseling verkleinen van de capaciteit W_E toeneemt, daar de lading constant blijft. Deze energie toename is afkomstig van de arbeid die moet worden verricht om de plaatafstand te vergroten. Daarentegen is voor het weer verkleinen van de plaatafstand geen arbeid nodig indien de condensatorspanning dan juist nul is. Zie fig. 1. Versterking treedt dus alleen op als de juiste faserelatie aanwezig is tussen de vierkantsgolf waarmee in dit voorbeeld de capaciteit wordt gevarieerd en de trilling van de trillingskring. Het is duidelijk, dat bij andere onderlinge fase minder versterking of zelfs demping op zal treden terwijl ook gebruik van een sinusvormige capaciteitsvariatie het bovenstaande beeld niet wijzigt. Is de toegevoerde

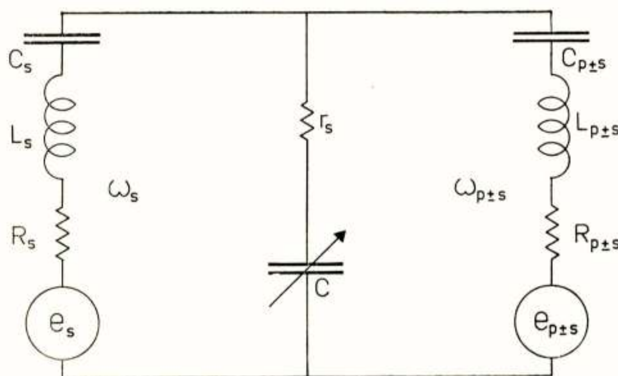


Fig. 2

Principeschema van een niet-gedegenereerde parametrische versterker met twee afgestemde kringen. De ene kring is afgestemd op de signaalfrequentie ω_s, de andere op de som (upconverter) of het verschil (regeneratieve versterker of converter) van pomp- en signaalfrequenties, $\omega_{p\pm s}$.

energie per periode gelijk aan of groter dan de verliezen per periode, dan zal oscilleren optreden. Elektrisch is het toevoeren van energie aan de trilling te beschrijven als het aanbrengen van een „negatieve weerstand" in de kring, zodat deze vorm van parametrische versterker een z.g. negatieve weerstandsversterker is.

Is de frequentie waarmee de capaciteit wordt gevarieerd, de

pompfrequentie, niet precies gelijk aan de dubbele signaalfrequentie, dan zal periodiek versterking en demping optreden, het spanningsverloop is dan bij benadering te beschrijven door twee sinusvormige spanningen over de kring, met frequenties ω_s, de signaalfrequentie, en een nieuwe frequentie, namelijk $(\omega_p - \omega_s)$ gewoonlijk de idlerfrequentie genaamd. Hierin is ω_p de pompfrequentie. Is het verschil van de beide frequenties kleiner dan de bandbreedte van de belaste kring, dan treedt dus versterking op van het signaal, terwijl daarnaast een tweede spanning op $\omega_p - \omega_s$ optreedt van ongeveer dezelfde grootte.

Het zojuist besproken geval, waarbij $\omega_p \sim 2\omega_s$, is een bijzondere vorm van de meer algemene parametrische versterker, waarbij de variabele capaciteit deel uitmaakt van twee trillingskringen, de ene afgestemd op de signaalfrequentie ω_s, de andere op de frequentie $\omega_p - \omega_s$ of $\omega_p + \omega_s$ (zie fig. 2). Daar in de tweede kring ook een trilling optreedt, waarvan de amplitudo evenredig is met de amplitudo van het ingangssignaal, is het ook mogelijk het uitgangssignaal af te nemen op de genoemde tweede frequentie, zodat in dit geval ook frequentieconversie met versterking mogelijk is. Er zijn dus verschillende vormen van parametrische versterkers mogelijk, welke als volgt worden onderscheiden (zie fig. 3):

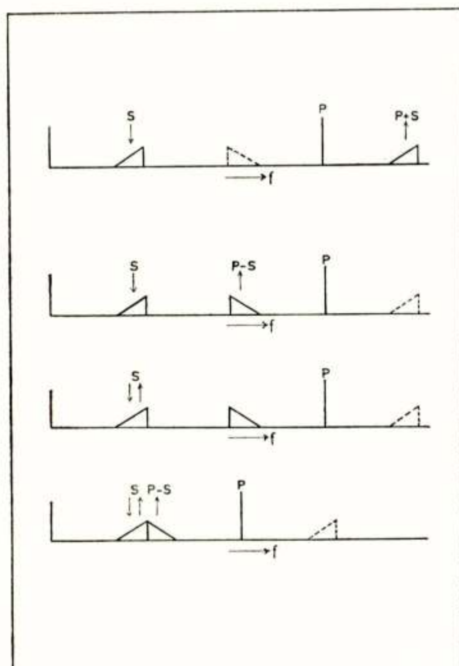


Fig. 3

Frequentiespectra van verschillende parametrische versterkers. Van boven naar onderen: de upconverter, de regeneratieve converter, de niet-gedegenereerde versterker en de quasi-gedegenereerde versterker.

a) Regeneratieve versterker. Het versterkte signaal wordt op de signaalfrequentie ω_s afgenomen, de tweede kring is afgestemd op de „idlerfrequentie" $\omega_p - \omega_s$. Bijzondere gevallen zijn de besproken gedegenereerde regeneratieve versterker, waarbij signaal- en „idler"-frequen-

ties samenvallen, en de quasi-gedegenereerde versterker waarbij deze frequenties niet geheel samenvallen, maar waarbij één enkele kring voor beide frequenties tegelijk wordt gebruikt.
b) Regeneratieve converter. Het versterkte signaal wordt afgenomen op de frequentie $\omega_p - \omega_s$.
c) Upconverter. De tweede kring is afgestemd op $\omega_p + \omega_s$, op welke frequentie ook het versterkte signaal wordt afgenomen.
d) „Downconverter." Hierbij is $\omega_p < \omega_s$ en is de tweede frequentie, waarop het signaal wordt afgenomen $\omega_s - \omega_p$. Hierbij treedt in plaats van versterking verzwakking op, zoals verderop zal blijken. Deze vorm is dan ook van minder belang.

In de parametrische diodeversterkers wordt gebruik gemaakt van een niet-lineaire capaciteit, zijnde een element met een niet-lineaire relatie tussen spanning en lading

$$V = f(Q) \tag{1}$$

waaraan behalve het signaal een pompspanning van de frequentie ω_p wordt aangelegd, welke groot is ten opzichte van de optredende signaalspanningen. Met een reeksontwikkeling vinden we dan als relatie tussen de momentane (kleine) signaalspanning en -lading

$$\delta V = f'(Q_p)\, \delta Q \tag{2}$$

We zien dat $f'(Q_p)$ de dimensie heeft van C^{-1}, welke grootheid met de tijd periodiek varieert met als grondfrequentie ω_p. Is de golfvorm van de pompspanning bekend, dan is hiervoor te schrijven

$$f'(Q_p) = \frac{1}{C}(t) = \frac{1}{C}(1 + 2\gamma_1 \cos \omega_p t + 2\gamma_2 \cos (2\omega_p t + \varphi_2) + \ldots \tag{3}$$

Voert men nu (3) in (2) in, en gaat men over tot complexe notatie dan blijken in het algemene geval spanningen en stromen op te treden op alle frequenties $n\,\omega_p \pm \omega_s$, dus niet slechts op $\omega_p - \omega_s$ of $\omega_p + \omega_s$, met als onderlinge relaties een oneindig stel lineaire vergelijkingen, welke in matrixvorm er als volgt uitzien:

$$\begin{vmatrix} \cdots \\ \overset{*}{v}_{2p-s} \\ \overset{*}{v}_{p-s} \\ v_s \\ v_{p+s} \\ v_{2p+s} \\ \cdots \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & -1 & -\overset{*}{\gamma}_1 & \overset{*}{\gamma}_2 & \overset{*}{\gamma}_3 & \overset{*}{\gamma}_4 & \cdots \\ \cdots & -\gamma_1 & -1 & \overset{*}{\gamma}_1 & \overset{*}{\gamma}_2 & \overset{*}{\gamma}_3 & \cdots \\ \cdots & -\gamma_2 & -\gamma_1 & 1 & \overset{*}{\gamma}_1 & \overset{*}{\gamma}_2 & \cdots \\ \cdots & -\gamma_3 & -\gamma_2 & \gamma_1 & 1 & \overset{*}{\gamma}_1 & \cdots \\ \cdots & -\gamma_4 & -\gamma_3 & \gamma_2 & \gamma_1 & 1 & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \cdots \\ \overset{*}{i}_{2p-s} / j\omega_{2p-s} C_0 \\ \overset{*}{i}_{p-s} / j\omega_{p-s} C_0 \\ i_s / j\omega_s C_0 \\ i_{p+s} / j\omega_{p+s} C_0 \\ i_{2p+s} / j\omega_{2p+s} C_0 \\ \cdots \end{vmatrix}$$

In deze meest algemene vorm is de matrix echter onhandelbaar, omdat men in het algemeen de coëfficiënten γ_n slechts bij benadering, en het gedrag van het uitwendige circuit op alle genoemde frequenties helemaal niet kent. Men past dan ook gewoonlijk een aanzienlijke vereenvoudiging toe door op de meeste frequenties $i_{np+s} = 0$ te stellen, waardoor de vergelijkingen worden beperkt tot twee of drie tussen spanningen en stromen op ω_s en $\omega_p + \omega_s$ en/of $|\omega_p - \omega_s|$. In de meeste gevallen leidt dit tot een voldoende benadering, maar het is goed zich te realiseren, dat resonanties van het uitwendige circuit op één der hogere frequenties $n\omega_p \pm \omega_s$ het gedrag van de versterker sterk kunnen beïnvloeden, en dat hierdoor zelfs oscilleren op deze frequenties in bepaalde gevallen mogelijk is. Zo werd in een door Robinson en De Jager gebouwde „up-converter" met $\omega_s = 1{,}4$ kMHz en $\omega_{p+s} = 2{,}4$ kMHz hinder ondervonden van resonanties op $s - p$, $2p - s$, $2p + s$ en $3p - s$.

Uitgaande van de bovenstaande vergelijkingen voor de ideale niet-lineaire capaciteit is het gedrag van de parametrische versterkers nu verder te berekenen voor bepaalde configuraties van het uitwendige circuit aangelegd aan de capaciteit, zie (4). Wij zullen dat hier niet doen, maar liever enige algemene eigenschappen van de verschillende parametrische versterkers bespreken welke door Manley en Rowe (5) zijn afgeleid uit het feit, dat in een niet-lineaire condensator zelf geen energiedissipatie kan optreden omdat een capaciteit een verliesvrij element is. Noemen we de energie welke de condensator invloeit positief en die welke de condensator uitstroomt negatief, dan moet dus de som van de op de verschillende frequenties optredende energieën nul zijn, zodat sommige energieën positief en anderen negatief moeten zijn.

Volgens Manley en Rowe is nu

$$\sum_{0}^{\infty} m \sum_{-\infty}^{+\infty} n \quad m W_{np+ms}/\omega_{np+ms} = 0 \tag{5}$$

$$\sum_{0}^{\infty} n \sum_{-\infty}^{+\infty} m \quad n W_{np+ms}/\omega_{np+ms} = 0 \tag{6}$$

Past men deze relaties toe op de drie voornaamste typen parametrische versterkers, dan vindt men de volgende resultaten:

a) ,,Upconverter."

Men vindt dat W_s en W_p positief zijn en W_{p+s} negatief, terwijl

$$G = -W_{p+s}/W_s = \omega_p + \omega_s/\omega_s \tag{7}$$

Men ziet, dat de upconverter zich gedraagt als een geheel stabiele mengtrap, welke het ingangscircuit op ω_s belast en met een energieversterking gelijk aan de verhouding van uitgangs- tot ingangsfrequentie energie aan het uitgangscircuit op $\omega_p + \omega_s$ afgeeft.

b) ,,Downconverter."

Deze gedraagt zich analoog aan de upconverter, maar de energieversterking is nu, omdat de uitgangsfrequentie lager is dan de ingangsfrequentie steeds kleiner dan één.

c) Regeneratieve versterker en converter.

Alleen W_p is positief, maar zowel W_s als W_{p-s} zijn negatief, terwijl de energieversterking nu is voor de converter

$$G = -W_{p-s}/W_s = -\omega_{p-s}/\omega_s \tag{8}$$

In dit geval wordt dus ook op de ingangsfrequentie energie afgegeven door de versterker, waardoor de versterker, in wezen instabiel is door het optreden van een negatieve weerstand op ω_s en $\omega_p - \omega_s$, en elke versterking en zelfs oscilleren mogelijk is. Wel is de verhouding van de aan de beide circuits afgegegen vermogens weer gelijk aan de verhouding van in- en uitvangsfrequenties of in het geval van de regeneratieve versterker gelijk aan de verhouding van ,,idler- en signaalfrequenties.

Een verschil tussen de ,,upconverter" en de regeneratieve converter of versterker is, dat bij het laatste type een inversie van het spectrum optreedt bij de conversie van signaal- naar uitgangs- of ,,idlerfrequentie," terwijl dit bij de stabiele converters niet het geval is. Inversie van het spectrum gaat bij de

parametrische versterkers steeds gepaard met het optreden van negatieve weerstanden in de betreffende circuits.

3. De halfgeleiderdiode als niet-lineaire capaciteit

In de parametrische versterkers met een halfgeleiderdiode, ook wel varactor genaamd in dit geval, wordt gebruik gemaakt van de spanningsafhankelijke capaciteit van de grenslaag van de diode, wanneer deze met een vaste voorspanning in de sperrichting is ingesteld. Het capaciteitsverloop wordt met goede benadering gegeven door de uitdrukking

$$\frac{1}{C(V)} = \frac{1}{C(0)}(1 - V/\varnothing)^n \tag{9}$$

waarin $\varnothing$ een constante is, afhankelijk van het gebruikte halfgeleidermateriaal en n afhangt van het verloop van de concentratie van verontreinigingen over de doorsnede van de grenslaag, waarbij voor een abrupte overgang $n = \frac{1}{2}$, voor een lineair verloop van de concentratie $n = \frac{1}{3}$. Het deel van de karakteristiek, dat kan worden gebruikt wordt in de praktijk begrensd door het feit, dat goede werking van de parametrische versterking alleen optreedt, indien vrijwel geen stroomgeleiding door de diode plaats vindt. Dit betekent, dat voorspanning en pompspanningsamplitudo zo moeten worden ingesteld, dat de spanning over de grenslaag vrijwel niet komt in het gebied van de doorlaat-of de doorslagstromen, zie (4), al zijn er aanwijzingen, dat stroomverschijnselen toch een belangrijker rol spelen, dan op grond van de statische diodekarakteristieken is te verwachten (6), (7).

Met moderne varactordiodes is een capaciteitsvariatie van de orde van minstens één op drie bereikbaar, gaat men uit van de aanname van sinusvormige pompspanning over de grenslaag of sinusvormige pompstroom, dan vindt men uit formule 9 voor grote pompamplitudines een waarde vocr $\gamma_1 = 0{,}25 - 0{,}30$ (11), en gedraagt de grenslaag zich met goede benadering als een ideale niet-lineaire capaciteit.

Het voornaamste verschil tussen de ideale parametrische versterker en de versterker met een varactor is de aanwezigheid van de verliesweerstand van het halfgeleidermateriaal, welke in serie staat met de grenslaagcapaciteit: De diode kan dan ook het beste worden voorgesteld als een spanningsafhankelijke impedantie

$$Z_{diode} = r_s + 1 / j\omega C(V) \tag{10}$$

Op hoge frequenties vormt deze serieweerstand r_s de voornaamste verliesweerstand in de eigenlijke parametrische versterker, welke meestal groot is ten opzichte van de verliesweerstanden van het uitwendige circuit. Omdat deze verliesweerstand dus vooral een serieweerstand is heeft het voordeel de analyse van deze parametrische versterkers te baseren op een serievoorstelling en dus uit te gaan van een impedantiematrix, zoals hierboven is gebruikt, in plaats van de aanvankelijk in de litteratuur veelal gebruikte admittantiematrix (8), (9).

Uit een verdere analyse (4) blijkt dat het gedrag van de

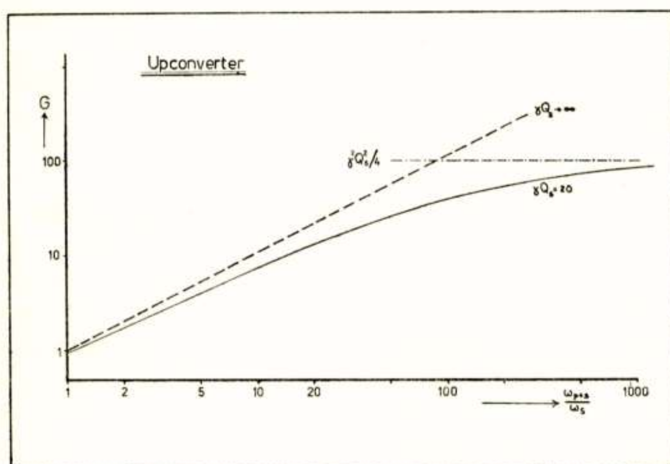


Fig. 4

Versterking van een upconverter met een niet-ideale variabele capaciteit (met verliesweerstand) als functie van de uitgangsfrequentie.

parametrische versterker vooral wordt bepaald door de factor $\gamma_1 Q_d$, waarin

$$Q_d = 1/\omega\, C_0\, r_s \tag{11}$$

Deze grootheid is vrij goed te schatten, daar uit impedantiemetingen direct de grootheid $(1/\omega\, C_{min} - 1/\omega\, C_{max})/r_s$ is af te leiden, onafhankelijk van (verliesvrije) transformaties door de diodehouder en het overige uitwendige circuit tussen diode en meetlijn, zie (10) en (11), terwijl met goede benadering

$$\gamma_1\, Q_d = (1/\omega\, C_{min} - 1/\omega\, C_{max})\, /\, 4r_s \tag{12}$$

In plaats van deze grootheid wordt vaak als karakteristieke grootheid voor een varactordiode de afsnijfrequentie gebruikt

$$f_c = 1/2\pi\, C_{min}\, r_s$$

welke echter minder direct de diodeeigenschappen karakteriseert, ook al omdat de gebruikte C_{min} vaak ook de houdercapaciteit omvat, welke in feite een deel van het uitwendige lineaire circuit uitmaakt.

De serieweerstand leidt tot een vermindering van de versterking vergeleken met die van ideale parametrische versterkers. Zo neemt de versterking van een „upconverter" met een vaste ingangsfrequentie bij toenemende uitgangsfrequentie niet voortdurend lineair toe, maar nadert een eindwaarde bepaald door de Q_d op de ingangsfrequentie, zie fig. 4. De houdercapaciteit van de diode blijkt verder tot een vermindering van de bandbreedte ten opzichte van die van een ideale versterker te leiden.

4. Ruiseigenschappen van parametrische versterkers

In een ideale parametrische versterker zal het versterking- of conversieproces in de variabele capaciteit ruisvrij zijn, omdat in een capaciteit geen energiedissipatie kan optreden. Wel kan echter ruis optreden afkomstig van ruisbronnen in het uitwendige circuit op de idlerfrequentie of andere som- en verschilfrequenties, waarbij het conversieproces weer voldoet aan de Manley-Rowe vergelijkingen. In een niet-gedegenereerde regeneratieve versterker betekent dit, dat indien de „idlerfrequentie" veel hoger is dan de signaalfrequentie, de conversie met aanzienlijke verzwakking gepaard gaat en de naar de signaalfrequentie getransformeerde ruisbron een lage effectieve ruistemperatuur heeft, gelijk aan

$$T_{eff} = \omega_s/\omega_{p-s} \,.\, T_{idl}. \tag{13}$$

Naast deze ruis, welke in vele versterkers niet onbelangrijk is, omdat de verhouding van signaal- tot „idler"-frequentie vaak niet erg klein is, treedt in versterkers met een varactordiode ruis op afkomstig van de serieweerstand van de diode, welke ruis een thermisch karakter heeft, en enige hagelruis veroorzaakt door de optredende kleine stromen in een werkelijke diode. Vooral de doorslagstroom, optredend bij grote negatieve spanning blijkt met veel ruis gepaard te gaan en moet ook zoveel

mogelijk worden beperkt door een juiste instelling van de diodespanningen. (12).

In de gedegenereerde regeneratieve versterker vallen signaal- en idlerfrequenties samen, zodat geen aparte „idler"-ruisbijdrage optreedt. In dit geval is de ruistemperatuur van de versterker het kleinst en gelijk aan

$$T_{amp} = r_s/R \, . \, T_o \quad (14)$$

waarin R de inwendige weerstand van de signaalbron is, na transformatie naar het vlak van de varactordiode, en T_o de temperatuur van de diode, indien althans de verliezen in het versterkercircuit verwaarloosbaar zijn ten opzichte van de diode-serieweerstand.

In de niet-gedegenereerde versterker komt hier nog als ruisbijdrage bij de getransformeerde „idlerruis" volgens de vergelijking 13. De verhouding R/r_s is bij benadering gelijk aan

$$R/r_s \approx \gamma_1^2 \, Q_{ds} \, Q_{dp-s} \quad (15)$$

zodat de ruistemperatuurbijdrage volgens 14 bepaald wordt door het $\gamma_1 Q_d$ product op signaal- en „idler"-frequenties en de toegepaste omgevingstemperatuur.

Voor goede varactordiodes is op 3 kMHz nog een $\gamma_1 Q_d$ produkt van 10 en hoger bereikt, zodat op niet te hoge frequenties lage ruistemperaturen voor gedegenereerde regeneratieve

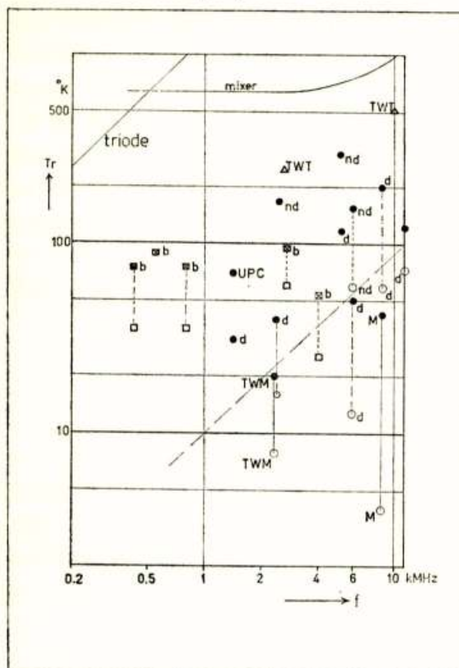


Fig. 5
Overzicht van met verschillende typen ruisarme versterkers bereikte ruistemperaturen in het frequentiegebied tussen 0.2 en 10 kMHz. M = maser, TWM lopende-golfmaser, TWT lopende-golfbuis, b parametrische versterker met elektronenbundel, waarbij open vierkantje ruistemperatuur van versterker alleen, gevulde vierkantje ruistemperatuur inclusief verliezen in de ingangskoppeling. d gedegenereerde parametrische versterker (dubbelzijbandruistemperatuur) nd niet-gedegenereerde parametrische versterker, open cirkels voor versterker met koeling met vloeibaar stikstof, gevulde cirkels op kamertemperatuur. UPC upconverter van 1400 naar 2400 MHz.

versterkers mogelijk zijn, indien de circuitverliezen laag kunnen worden gehouden. Nu circulatoren met lage transmissieverliezen en ook koelbare circulatoren beschikbaar zijn, zijn dergelijke lage ruistemperaturen ook praktisch te verwezenlijken.

In de fig. 5 wordt een overzicht gegeven van met parametrische versterkers bereikte ruistemperaturen. Het beste resultaat is de door Uenohara en Sharpless (13) bereikte ruistemperatuur van 12 °K voor een met vloeibaar stikstof gekoelde gedegenereerde versterker op 5,8 kMHz, waarbij echter circuitverliezen niet in deze ruistemperatuur zijn begrepen. Deze temperatuur benadert wel dicht de met masers bereikte versterkerruistemperaturen. Door Robinson en de Jager werd te Dwingeloo op 2,4 kMHz met een gekoelde versterker een ruistemperatuur van 15 °K bereikt, inclusief circuitverliezen uitgezonderd de gebruikte circulator. Hierbij werd een GaAs diode toegepast (TI. XD 502). Ongekoeld was deze ruistemperatuur ongeveer 45 °K. In de figuur zijn ter vergelijking ook enkele resultaten bereikt met masers (M), lopende-golf masers (TWM), lopende-golfbuizen (TWT) en ook parametrische versterkers met een elektronenbundel opgenomen (b), naast verschillende varactorversterkers (d = gedegenereerd, nd = niet-gedegenereerd) en converters (upc = upconverter).

De stippellijn geeft aan het verwachte verloop van de ruistemperaturen als functie van de frequentie voor een gedegenereerde versterker (ruistemperatuur neemt lineair toe met de frequentie).

5. Bandbreedte van parametrische versterkers

Wij zullen ons hier beperken tot een korte bespreking van de bandbreedte van regeneratieve versterkers. Is het uitwendige circuit te benaderen door een eenvoudig seriecircuit, dat met de gemiddelde diodecapaciteit in resonantie is in de buurt van de signaalfrequentie dan blijkt het produkt van de spanningsversterking Γ en de $3-db$ bandbreedte B constant te zijn bij verandering van de versterking. Theoretisch is hiervoor bij een optimale „idler"-belasting bereikbaar

$$\Gamma B \approx \left(\frac{\omega_{p-s}}{\omega_s}\right) \gamma_1 \, \omega_s \tag{16}$$

terwijl bij een instelling voor minimum ruistemperatuur slechts

$$\Gamma B \approx \left(\frac{\omega_{p-s}}{\omega_s}\right)^{\frac{1}{2}} \gamma_1 \omega_s \tag{17}$$

is te bereiken. Voor een gedegenereerde versterker wordt dit

$$\Gamma B \approx \gamma_1 \, \omega_s \tag{18}$$

waarbij $\gamma_1 \approx \frac{1}{4}$. Bij een versterking van 20 db (Γ = 10) is dus hoogstens een bandbreedte van $2\frac{1}{2}$% van de signaalfrequentie te verwachten. In vele gevallen wordt dit nog verminderd door de niet verwaarloosbare houdercapaciteit van de diode en de equivalente eindige seriecapaciteit van het uitwendige circuit, zodat vaak slechts 1 à 2% wordt bereikt, wat voor verschillende toepassingen vrij smal is.

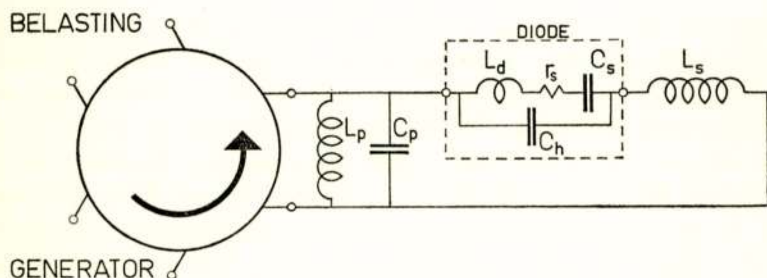


Fig. 6

Principeschema van een breedbandige gedegenereerde parametrische versterker met circulator. De diode vormt samen met een uitwendige zelfinductie een seriekring, de circulatoruitdrukkingsimpedantie vormt samen met een uitwendige LC kring een parallelkring. Beide kringen zijn resonant op de signaalfrequentie.

Aanvankelijk werd getracht grotere bandbreedtes te bereiken met meertraps parametrische versterkers van het lopende-golf type, (14), maar de bereikte doorlaatbanden waren niet erg fraai en vertoonden reeds bij betrekkelijk lage versterking vrij grote nogal onregelmatige rimpels.

Pas later kwam een eenvoudiger oplossing naar voren voor het vergroten van de bandbreedte van parametrische versterkers. Men maakt hierbij gebruik van bandfilters op signaal en soms ook op de „idlerfrequentie" of uitgangsfrequentie van de versterker.

Het eenvoudigste voorbeeld is de regeneratieve versterker volgens figuur 6, waarbij het lineaire circuit bestaat een serie- en een parallelkring afgestemd op dezelfde frequentie. Het serie-

circuit wordt hierbij gedeeltelijk gevormd door de varactordiode. De optredende doorlaatband, zie fig. 7, is afhankelijk van de kringkwaliteiten van de beide afgestemde kringen en van de gebruikte versterking. Ten opzichte van de parametrische versterker met een enkele afgestemde kring is een drie tot vier maal grotere bandbreedte bij dezelfde versterking bereikbaar.

Met meer gecompliceerde bandfilters is nog een verdere vergroting van de bandbreedte mogelijk. Deze breedband techniek

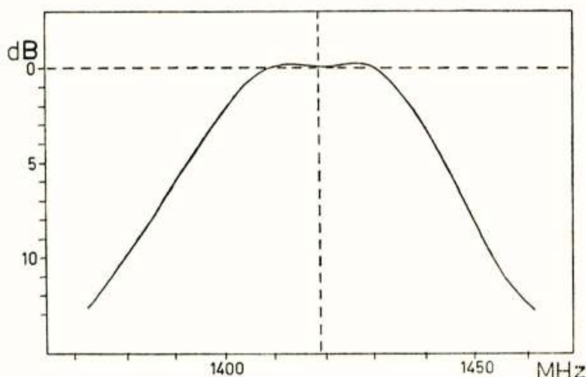


Fig. 7
Gemeten doorlaatband voor een breedbandige parametrische versterker voor 1419 MHz. 0 db komt overeen met een (enkelzijband) versterking van 20 db, het versterking-bandbreedte produkt bedraagt 435 MHz. Gebruikt werd een gallium-arsenide diode (TI XD 502), waarmee een ruistemperatuur van 30° K bereikt werd.

is door verschillende onderzoekers reeds met succes toegepast, (15), (16) hoewel de afregeling, althans bij grotere versterkingen vrij kritisch is en de bereikte doorlaatband vaak vrij grote rimpels vertoont. Versterking-bandbreedte producten van de orde van de midband frequentie zijn in enkele gevallen reeds bereikt (17), (18), zowel met gedegenereerde als niet-gedegenereerde regeneratieve versterkers en ook al met „upconverters," zodat voor de meeste toepassingen nu voldoend grote bandbreedtes bereikbaar zijn.

6. Besluit

Het lijkt wenselijk naast de verschillende bereikte gunstige resultaten met parametrische versterkers, toch ook iets over de

moeilijkheden, die zich bij de ontwikkeling van parametrische versterkers te zeggen. Eén van deze moeilijkheden is reeds genoemd, het optreden van parasitaire resonanties en de invloed hiervan op de werking van de versterker en op de doorlaatband, die soms de stabiliteit van de versterker zeer ongunstig blijken te kunnen beïnvloeden. Zelfs kunnen parasitaire oscillaties optreden, die soms moeilijk zijn te ontdekken, maar toch de stabiliteit merkbaar verminderen. De regeneratieve versterker is bij grote versterking zeer gevoelig voor kleine veranderingen in de impedantie van het uitwendige circuit en in het pompvermogen. Het pompvermogen is op vrij eenvoudige wijze goed te stabiliseren (19), maar deze stabilisatie vermindert de gevoeligheid voor impedantieveranderingen niet. Deze gevoeligheid kan aanzienlijk worden verminderd door toepassing van niet-reciproke elementen als circulatoren en isolatoren, terwijl voor een goede lange-duur stabiliteit wel temperatuurstabilisatie noodzakelijk zal blijken.

De tot dusver bereikte resultaten tonen echter, dat met deze voorzorgen een microgolfversterker kan worden verwezenlijkt met een goede stabiliteit, grote bandbreedte (100 MHz of groter) bij grote versterking en met ruistemperaturen, welke aanzienlijk lager zijn dan die van conventionele versterkers, terwijl een behoorlijke levensduur is te verwachten, zoals voor vaste-stof versterkers in het algemeen het geval is.

Literatuur

1. „Project Echo", Bell S.T.J. 40, 975-1225, Nr 4, 1961.
2. P. A. H. Hart, Tijdschr. Ned. Radiogenoot. 27 (1962).
3. W. W. Mumford, Proc. I.R.E. 48, 848, 1960.
4. B. J. Robinson, Proc. I.E.E. Monograph Nr 480E, 1961.
5. J. M. Manley, H. E. Rowe, Proc. I.R.E. 44, 904, 1956.
6. I. Hefni, Electronic Eng. 32, 226, 1960.
7. D. L. Hedderley, Proc. I.R.E. 49, 366, 1961.
8. H. Heffner, G. Wade, Journ. Appl. Phys. 29, 1321, 1958.
9. M. Uenohara, Proc. I.R.E. 48, 169, 1960.
10. N. Houlding, Microwave Journal 3, 40, January 1960.
11. B. J. Robinson, J. T. de Jager, Proc. I.E.E. part B (nog niet verschenen).
12. R. D. Weglein, Trans. I.R.E. MTT-8, 538, 1960.
13. M. Uenohara, W. M. Sharpless, Proc. I.R.E. 47, 2114, 1959.
14. R. S. Englebrecht, Proc. I.R.E. 46, 1655, 1958.
15. J. Kliphuis, Proc. I.R.E. 49, 961, 1961.
16. M. Gilden, G. L. Matthaei, Proc. I.R.E. 49, 833, 1961.
17. K. M. Johnson, Proc. I.R.E. 49, 1943, 1961.
18. B. T. Vincent, Proc. I.R.E. 49, 1682, 1961.
19. B. J. Robinson, C. L. Seeger, K. J. van Damme, J. T. de Jager, Proc. I.R.E. 48, 1648, 1960.

Parametrische versterkers met een elektronenbundel

door P. A. H. Hart *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 13 maart 1962.

Summary

In this paper the principles of a low-noise electron beam parametric amplifier are discussed. Hitherto the Adler-Wade tube has been the only succesful tube. Therefore the Cuccia signal couplers, the operation of the quadrupole amplification section of the Adler-Wade tube and the mechanism of the removal of noise by the input coupler are discussed first. Due to the fact that during the amplification in the quadrupole noise will be transferred from the idler frequency into the signal frequency band, the noise of both the signal and idler frequency should be removed.

From the Manley and Rowe equations it follows that extremely low noise operation can only be expected if the pump frequency is higher than the signal frequency.

1. **Inleiding.**

Parametrische versterkers met een elektronenbundel vertonen in veel opzichten overeenkomst met versterkers, die uitgerust zijn met varactordiodes [1]. Er zijn echter een paar belangrijke verschillen, die niet alleen van belang zijn voor de verschijnselen die zich in de buis afspelen, maar die ook van belang zijn voor het gedrag van de buis in de schakeling; zo kan b.v. een circulator gemist worden. Men heeft een vrij groot aantal uitvoeringsvormen van parametrische versterkerbuizen met een laag ruisgetal voorgesteld, zie b.v. [2, 3. 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15]. De meeste van deze buizen hebben dezelfde principiële opbouw. Omdat de door Adler en Wade [13] uitgevonden buis tot nog toe de enige is die aan de verwachtingen heeft voldaan, is het wellicht logischer eerst deze buis te bespreken en dan pas conclusies van algemener aard te trekken. In principe is de buis als volgt opgebouwd, (fig. 1). Een elektronenkanon vormt een elektronenbundel en schiet deze door

*) Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven-Nederland.

een aantal signaalkoppelingen naar de collector die de elektronen vervolgens weer opvangt. De ingangssignaalkoppeling brengt het signaal op de bundel, in het versterkergedeelte wordt het aldus op de bundel gemoduleerde signaal versterkt, en vervolgens door de uitgangskoppeling weer afgenomen.

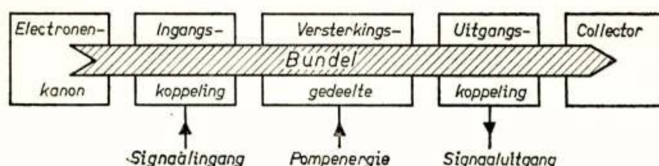


Fig. 1
Opbouw Adler-Wade versterkerbuis. Het signaal wordt op de bundel gebracht, parametrisch versterkt en er weer afgenomen. Bundelruis wordt door de ingangskoppeling aan de bundel onttrokken.

De hele buis, dus in ieder geval de bundel en zijn naaste omgeving bevindt zich in een homogeen axiaal magneetveld, d.i. het veld loopt van het kanon naar de collector, de magnetische inductie is B_z.

Zouden we de elektronen van de bundel een transversale snelheid geven, dan zal tengevolge van het magneetveld het elektron om een as evenwijdig aan de bundel gaan draaien. Omdat de elektronen zich bovendien nog in axiale richting verplaatsen — nl. van kanon naar collector — beschrijft het elektron een schroeflijn. De frequentie, waarmee het elektron om de as van de schroeflijn draait, is gegeven door het magneetveld, men noemt dit de cyclotron frequentie $f_c = \eta B_z/2\pi$. Hierin is η de verhouding van de lading van het elektron tot diens massa. Een signaal brengt men op de bundel in de vorm van transversale snelheden van de elektronen en op deze wijze plant het signaal zich dan voort.

Hoe dit precies gebeurt en hoe men dan het signaal kan versterken zullen we aan de hand van het mechanisme van de Adler-Wade buis nagaan. Tevens zal dan blijken hoe het mogelijk is, dat zo'n buis een laag ruisgetal heeft.

2. **De signaalkoppelingen.**

Het signaal kan men op de bundel brengen en er ook eventueel weer afnemen met behulp van een paar deflectieplaten,

een dergelijk systeem heet naar de uitvinder een cuccia-koppeling [16]. Het paar deflectieplaten dat het signaal op de bundel moduleert, heeft tevens nog als functie, dat gedeelte van de ruis op de bundel dat met een signaal overeenkomt uit te koppelen.

2.1. *Het inkoppelen.*

Het transversale veld, dat door het signaal over de platen

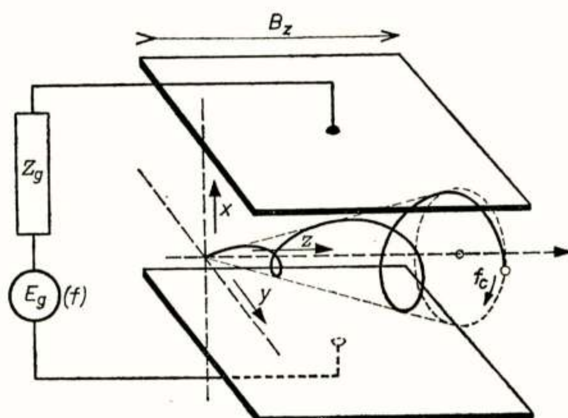


Fig. 2

Cuccia-koppeling. De signaalbron E_g, inwendige impedantie Z_g, veroorzaakt een elektrisch veld tussen de platen (veldlijnen // x as). Hierdoor en door het axiaal magneetveld B_z gaat het elektron een schroeflijnvormige baan langs een kegel beschrijven, draaifrequentie elektron f_c, $f_c \approx f$.

veroorzaakt wordt, fig. 2, zal de elektronen een zijdelingse snelheid geven, ze gaan dan ronddraaien met een frequentie f_c. De elektronen bewegen zich met de driftsnelheid u_0 in de richting van de positieve z as. Verwaarlozen we randeffecten van het elektrische veld tussen de platen, en is de lengte van de platen in de z richting b, dan maakt een elektron dus $n = \frac{u_0}{b} f_c$ omwentelingen. Heeft men de cyclotronfrequentie gelijk gekozen aan de signaalfrequentie f, dan kunnen de elektronen deze n omwentelingen in de pas met het wisselveld tussen de platen draaien, en bij iedere omwenteling energie opnemen. De transversale snelheid v en de voerstraal $r = v/2\pi f_c$, zijn evenredig

met de spanning die over de platen staat. Eenmaal buiten de platen, dus in de ruimte waar geen transversaal veld meer heerst, zal het elektron met onveranderde straal blijven roteren. Gaande in de richting van de collector beschrijft het elektron dus een schroeflijn.

Van belang is ook het te weten hoe de bundel er als geheel uitziet, m.a.w. wat de andere elektronen doen. Drie gevallen zijn te onderscheiden n.l. $f=f_c$, $f>f_c$ en $f<f_c$, in de laatste twee gevallen is echter steeds $f \approx f_c$.

a) $f=f_c$, fig. 3a

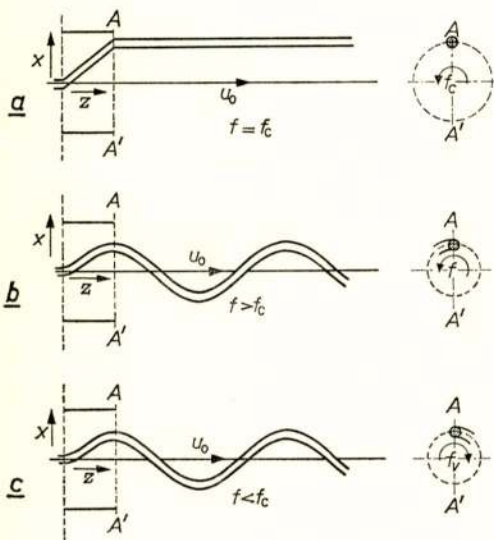


Fig. 3

Vorm van de bundel na modulatie.

a) De bundel draait buiten de platen AA' met f_c om de as.

b) Geval $f>f_c$. De bundel draait buiten AA' als een links gewonden schroef met f_c. rechts om de as, doorsnijding van de bundel met een vast vlak AA' draait echter met f naar rechts.

c) Bundel draait buiten AA' als een rechts gewonden schroef met f_c rechts om de as, doorsnijding met een vast vlak AA' draait met f naar rechts, $f>f_c$.

Omdat alle elektronen in de koppeling netjes in de pas blijven draaien met het veld, blijft de bundel recht. Tussen de platen neemt echter de voerstraal van de elektronen gaande van links naar rechts lineair toe. De bundel vormt dan een beschrijvende lijn van een rechte kegel met een cirkelvormige basis en draait als geheel met f_c om de z-as. Buiten de platen neemt de voerstraal niet meer toe, hier draait de bundel als een beschrijvende van een cirkelcilinder met f_c om de as. De doorsnijding van de bundel met een vast vlak loodrecht op de z-as draait met f_c rechts om.

b) $f>f_c$, fig. 3b

De elektronen die op het punt staan de ruimte tussen de plaatjes te verlaten zijn iets achter bij het veld omdat $f_c<f$ is. Ze zijn dus ook achter

bij de elektronen die juist begonnen zijn met draaien, want die beginnen in de pas met het veld. De bundel is in dit geval niet meer recht, maar neemt de vorm aan van een links gewonden schroef, (aangenomen dat de elektronen rechts om draaien). Doordat de elektronen niet meer alle n omwentelingen in de pas met het veld kunnen maken, is de eindamplitude, dus de voerstraal bij het verlaten van de plaatjes, kleiner dan hij in het vorige geval ($f = f_c$) was. Daarom moet steeds $f \approx f_c$ zijn. De eindamplitude neemt af met toenemend verschil tussen f en f_c. De doorsnijding van de bundel met een vast vlak draait met f rechts om, dus niet met f_c.

c) $f < f_c$, fig. 3c

Hier vindt het tegenovergestelde plaats als bij b het geval was. De elektronen die het veld verlaten zijn voor op het veld. De bundel neemt dan de vorm van een rechts gewonden schroef aan. Ook hier is de eindamplitude weer kleiner, en neemt hier ook weer af met een groter verschil tussen f en f_c. De doorsnijding van de bundel met een vast vlak draait met f rechts om.

Aldus heeft men het signaal op de bundel gemoduleerd in de vorm van transversale snelheden. De voerstraal van de bundelbeweging is evenredig met de grootte van het transversale veld en dus met het signaal.

2.2. *Het uitkoppelen*

Het signaal kan met behulp van precies zo'n signaalkoppeling als voor het opbrengen gebruikt is weer afgenomen worden.

Over de deflectieplaatjes sluit men een belastingsimpedantie aan. Dit kan b.v. de volgende trap van de apparatuur zijn. Al draaiende komt de bundel tussen de platen. De elektronen hebben loodrecht op de platen (x-as) een op en neergaande beweging en induceren dus een inductiestroom in de uitwendige keten gevormd met de belastingsimpedantie Z_b. Een elektron dat met de snelheid v_x beweegt, induceert een stroom $i = \frac{ev_x}{d}$, e is de lading van het elektron en d de afstand tussen de platen. Randeffecten zijn verwaarloosd.

De inductiestroom is te bepalen door te integreren over alle bijdragen van de stukjes bundel dz, langs de z-as over de lengte van de platen.

Zoals in het voorgaande bleek draait de doorsnijding van de bundel met een vast vlak met f, de snelheid van ieder stukje bundel op een vaste plaats varieert ook met f, en dus is de frequentie van de geïnduceerde stroom ook f (en niet f_c).

Tengevolge van de inductiestroom door de belastingsimpedantie ontstaat er een geïnduceerde spanning over en een elektrisch veld tussen de platen. De richting van dit veld is zodanig dat het de bundelbeweging tegenwerkt. We kunnen de belastingsimpedantie zodanig kiezen dat het veld zo sterk is dat de elektronen aan het eind van de platen juist weer naar de as zijn teruggebracht.

Berekening leert [16, 17, 18] dat dit het geval zal zijn indien

$$Z_b \approx \frac{8\,d^2\,V_0}{b^2\,I_0}\,\frac{1}{1 + j\dfrac{2\pi(f - f_c)\,b}{3\,u_0}} \qquad (1)$$

In formule 1 zijn V_0 de bundelpotentiaal, I_0 de bundelstroom en u_0 de driftsnelheid van de elektronen in de z richting $u_0 = \sqrt{2\eta V_0}$.

De elektronische impedantie van het stuk bundel tussen de platen is volgens berekening bij benadering te geven door:

$$Z_e \approx \frac{8\,d^2\,V_0}{b^2\,I_0}\left(1 + j\frac{2\pi(f - f_c)\,b}{3\,u_0}\right) \qquad (2)$$

Voor maximale energie overdracht moet $Z_b = Z_e$ zijn; we zien, als we (1) in een reeks ontwikkelen, dat dit alleen het geval kan zijn bij niet te grote verschillen van f en f_c. Dit stelt dus een begrenzing aan de bandbreedte waarover een dergelijke koppeling bruikbaar is.

(Opgemerkt dient nog te worden dat de uitdrukkingen voor Z_b en Z_e alleen gelden in een niet te groot frequentiegebied nl. voor $f \approx f_c$. Het zou echter te ver voeren hier dieper op in te gaan, zie hiervoor [16, 17, 18, 19]. Het moduleren en het demoduleren van het signaal op de bundel berusten beide op hetzelfde proces: de elektronen lopen een aantal omwentelingen min of meer in de pas met veld tussen de platen. Het veld is echter in het laatste geval tegengesteld van richting, het zal de elektronen vertragen.

2.3. *De ruis van de cuccia-koppeling*

Wanneer de bundel uit het kanon komt hebben de elektronen reeds transversale snelheden tengevolge van de thermische emissie door de kathode. Hierdoor voert de bundel een ongeordende transversale beweging uit. We kunnen nu van deze ongeordende beweging alleen die component beschouwen die met een signaal van frequentie f zou overeenstemmen, een soort fouriercomponent dus. In de uitgangskoppeling konden we een signaal op de bundel tot nul reduceren, wanneer de belastingsimpedantie over de platen maar goed gekozen was. Kiezen we de inwendige impedantie Z_g van de signaalbron op dezelfde wijze als we met Z_b gedaan hebben, dan wordt het ruissignaal op de bundel door de ingangskoppeling tot nul teruggebracht.

$$Z_g \approx \frac{8\, d^2\, V_0}{b^2\, I_0} \; \frac{1}{1 + j\dfrac{2\pi (f - f_c)\, b}{3\, u_0}} \tag{3}$$

Het rechterlid van (3) is gelijk aan dat van (1), maar met dit verschil dat de grootheden betrekking hebben op de ingangsdeflectieplaten. Bij gelijke geometrie, bundelstroom en potentiaal zijn dus (Z_b) en (Z_g) identiek.

In de praktijk zal men de inwendige impedantie van de signaalbron, b.v. een antenne, door het tussenschakelen van een netwerk de gewenste waarde moeten geven. Het is duidelijk dat het aanpassingsnetwerk dat Z_g de juiste waarde geeft zo gering mogelijke verliezen moet hebben, indien men een laag ruisgetal wil krijgen.

In het voorgaande is voorbijgegaan aan de longitudinale ruis in de bundel, d.i. hagelruis en fluctuatie van de longitudinale elektronensnelheid. Dit kan men doen omdat de gevolgen van deze ruis te verwaarlozen zijn bij die van de transversale ruis en ruis van de ingangskringverliezen.

De vergelijkingen, die het opbrengen en het afnemen van het signaal beschrijven, zijn lineair. Opbrengen van het signaal kan dus tegelijkertijd geschieden als het afnemen van de bundelruis, zonder gevaar dat beide processen elkaar storen. Bovendien, tegelijk wanneer we aan de voorwaarden dat alle ruis van de bundel genomen wordt voldoen, is er aan de voorwaarde voor optimale signaaloverdracht voldaan. (tenminste zolang de verliezen van het koppelnetwerk klein zijn). Dit is zo omdat de elektronische bundelimpedantie, gegeven door (2), (maar nu met

de grootheden die gelden voor de ingangsplaten), toegevoegd complex is aan Z_g en dus maximale energieoverdracht plaats vindt. Bij toenemend verschil van f en f_c wordt de signaaloverdracht slechter en iets dergelijks vindt ook de plaats met de ruis. Aan de rand van de band is het ontruisingsproces niet volledig meer. Hoe breed het frequentiegebied dat zich ter weerszijden van f_c uitstrekt is, hangt ervan of hoeveel ruis men nog acceptabel vindt.

In principe kan alle bundelruis, althans die in het signaal tot uitdrukking komt worden onttrokken en wordt het ruisgetal van een cuccia-koppeling alleen bepaald door de verliezen die in het koppelnetwerk optreden. De praktijk leert dat dit bijna zo is, een aantal tweede orde effecten maakt dat er nog iets op overblijft. Het zou te ver voeren dit hier te behandelen, zie b.v. [20, 21, 22, 23, 24]. De ruis die op de bundel overblijft, is in de praktijk meestal ongeveer evengroot als de door de verliezen van het koppelnetwerk veroorzaakte ruis. Beide hebben een equivalente temperatuur in de orde van 30° K.

3. Het versterkingsgedeelte

Versterking van het signaal, wat neerkomt op het vergroten van de voerstraal van de elektronenbeweging, treedt niet op

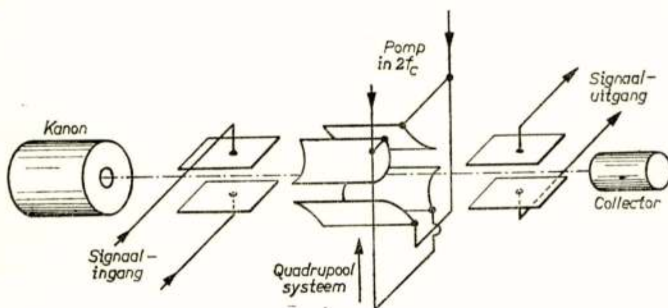


Fig. 4
Constructie Adler-Wade buis.
Tussen de in- en uitgangs cuccia-koppelingen (deflectieplaten) is het quadrupool-versterkersysteem aangebracht. Op de quadrupool wordt een pompsignaal van $2f_c$ aangesloten.

in een buis uitgerust met twee paar deflectieplaten zoals tot nu toe besproken is. Zo'n buis gedraagt zich als een ruisarme overdrager met richtingsisolatie. Het laatste is het geval omdat de elektronen die het signaal transporteren één kant uit be-

wegen, nl. in axiale richting. Het signaal kan dus eveneens maar één kant uit.

Versterking van het signaal kan geschieden in een quadrupool systeem (13), dat tussen de paren deflectieplaten is geplaatst, (fig. 4). Twee aan twee zijn de platen met elkaar doorverbonden en tussen de aldus verkregen paren is een hoogfrequente energiebron aangesloten. De frequentie van deze bron, de pomposcillator, is $2f_c$. De pomposcillator zal de voor de versterking benodigde energie leveren.

3.1. *Versterking*

Laat op een zeker tijdstip t_0 de platen aa' maximaal positief zijn t.o.v. de plaatjes bb'. Een elektron dat op dit moment op de met een cirkeltje gemarkeerde plaats (fig. 5) binnentreedt zal worden versneld in de bewegingsrichting. Doorloopt het elektron in de z-richting het quadrupoolveld dan zal het, omdat het met f_c ronddraait voortdurend worden versneld, fig. 7. Versnelling betekent een grotere voerstraal omdat het tegenovergestelde gebeurt met elektronen die op de met het kruisje gemarkeerde plaats intreden, deze worden vertraagd en uiteindelijk weer geheel naar de as teruggebracht.

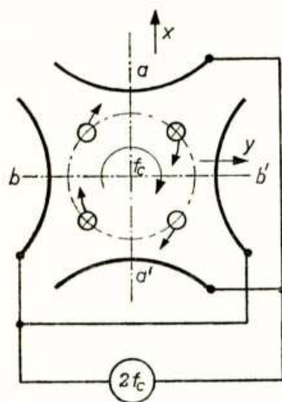


Fig. 5
De platen van de quadrupool zijn twee aan twee doorverbonden, de pomp is op de paren platen aangesloten. Elektronen die op de met ○ gemarkeerde plaatsen binnentreden worden op grotere banen gebracht, die met ⊗ worden naar de as teruggebogen.

Het veld in het quadrupoolsysteem heeft als eigenschap dat het veld op de as altijd nul is en gaande naar buiten lineair toeneemt. De kracht op een elektron is dus evenredig met de voerstraal. Dit heeft tot gevolg dat de versterking lineair is. Is er een signaal van precies f_c op de bundel gemoduleerd, dan moet de faze van de pomp zodanig ingesteld worden dat de versterking maximaal is, dus dat de elektronen alle gunstig intreden. Dit kan omdat alle elektronen in de pas lopen, de bundel is recht gebleven. Wanneer echter $f \neq f_c$ dan varieert de faze waarmee de elektronen intreden. Immers in een vast vlak i.c. het begin van de quadrupool, draait de doorsnijding met de bundel met

f in plaats van met f_c rond. Het gevolg hiervan is, dat afwisselend versterking en verzwakking optreedt.

De versterking en de verzwakking geschieden beide exponentiëel met dezelfde exponent; gemiddeld zal de versterking overheersen. De modulatie van het signaal komt neer op het opwekken van een nieuw signaal van frequentie $f_i = 2f_c - f$.

Wanneer het ingangsvermogen P_f is, dan is het uitgangsvermogen gegeven door

$$P_{f\,uit} = P_f \cosh^2 a L \tag{4}$$

$$\text{waarin } a = \hat{V}_p / 2\, a^2 B_z u_0$$

$\hat{V}_p$ is de piekwaarde van de pompspanning, a is de kleinste af-

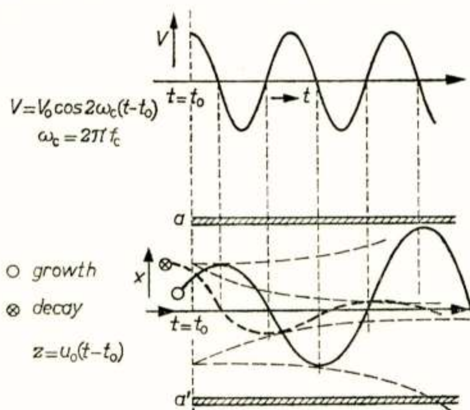


Fig. 6
Axiale doorsnede quadrupool en verloop pompspanning.
De baan van de met ○ gemarkeerde elektronen neemt exponentiëel toe, blijven in de pas met de pompspanning. Die met ⊗ nemen exponentiëel af.

stand tussen twee tegenover elkaar liggende platen, L is de lengte van het quadrupoolsysteem in de z-richting. Het vermogen van het opgewekte „idlersignaal" is gegeven door

$$P_i = P_f \sinh^2 a L \tag{5}$$

Voor grote versterking, bv. 100x is de amplitude van de „idler" vrijwel gelijk aan die van het signaal in grootte. Dan is nl. $\cosh a L \approx \sinh a L$. Van belang is nog dat (4) en (5) de frequentie niet bevatten, de versterking is dus in principe on-

eindig breedbandig. Het blijkt dan ook in de practijk dat de bandbreedte van het versterkingssysteem zeer veel groter is dan die van de in- en uitkoppelingen. De bandbreedte van de buis hangt dan ook geheel af van de koppelingen.

3.2. *De ruis van het versterkersysteem*

De ruis die tijdens het versterken aan het signaal toegevoegd wordt is in de eerste plaats afkomstig van een ruissignaal van frequentie f_i. Evenzeer als een signaal van frequentie f aanleiding geeft tot een „idler" van frequentie f_i, geeft een signaal van frequentie f_i een idler dan frequentie f. Het signaal van frequentie f_i is een ruissignaal en is niet klein, tenzij maatregelen hiertegen zijn genomen. In de ingangskoppeling moet men nl. ook het „idlerkanaal" (f_i) ontruisen, het frequentiegebied waarover dit kan gebeuren is medebepalend voor de ruisbandbreedte waarover in par. 2.3 reeds sprake was.

De ingangskoppeling kan gemakkelijk symmetrisch t.o.v. f_c worden afgeregeld, zoals blijkt uit de formules (1) en (2). Een symmetrische frequentie-karakteristiek om f_c is nodig want f en f_i zijn symmetrisch t.o.v. f_c. Ontruisen betekent alle ruis van de bundel nemen, maar dan is ook tegelijkertijd de signaaloverdracht maximaal, wat op zijn beurt inhoudt dat alle thermische ruis die beschikbaar is van de belastingsimpedantie op de bundel gebracht wordt. Het beschikbare ruisvermogen in de frequentieband W van de impedantie is $P = kTW$. De ruisbijdrage is dus gegeven door de temperatuur T van de impedantie (of als er niet van een temperatuur sprake kan zijn door een equivalente temperatuur b.v. in geval van een antenne) en van de bandbreedte W. k is de constante van Boltzmann.

De „idlerfrequentie" ruisbijdrage door de impedantie op temperatuur T moet bij de ruis, die in de buis aan het signaal wordt toegevoegd, worden opgeteld en komt dus in het ruisgetal tot uitdrukking. In welke mate de ruis van „idlerfrequentie" afkomstig van de impedantie op temperatuur T tot uitdrukking komt, hangt er van af of de buis enkel- of dubbelzijbandig gebruikt wordt. In het laatste geval komt zowel op frequentie f als op f_i signaal binnen. Ook is het van belang of de trappen die de versterker volgen al of niet behalve het signaal ook de „idler" versterken en detecteren (28).

Het ruisgetal is in het enkelzijband geval gegeven door:

$$F = 1 + \frac{T_s + T_i + T}{T_0} \tag{6}$$

en in het dubbelzijbandgeval door:

$$F = 1 + \frac{T_S + T_i + T}{2\,T_0} \tag{7}$$

Hierin zijn T_S en T_i de op de bundel resterende ruis respectievelijk van f en f_i, $T_0 = 290\,°K$. Tevens is aangenomen dat $f \approx f_i$, $\cosh a L \approx \sinh a L$ en dat de volgende trappen alleen gevoelig zijn voor de frequentie f.

Behalve door conversie van ruis in de idlerband naar de signaalfrequentieband kan het versterkersysteem nog op andere wijze ruis veroorzaken. Het belangrijkste effect dat zich voordoet is wel defocussering van de bundel [29, 30, 31, 32] waardoor een aantal elektronen door de platen worden opgevangen en er dus verdeelruis optreedt [20, 24].

Ook tweede-orde-koppeling met andere ruissignalen dan de bovengenoemde kan het ruisgetal verhogen (23, 25, 26, 33]. Bij goede dimensionering zijn deze bijdragen echter zeer klein.

4. Resultaten

In tabel I zijn een aantal bereikte resultaten opgenomen. De tabel is niet geheel volledig omdat niet alle gegevens van een bepaalde buis in de literatuur zijn gegeven.

De ruis is uitgedrukt in een equivalente temperatuur T_n en deze is gedefiniëerd als: $T_n = (F - 1)\,290\,°K$, F is het dubbelzijbandig gemeten ruisgetal, T_r is de equivalente ruistemperatuur van de ruis die op de bundel overblijft.

In T_r is echter niet alleen de ruis die overblijft, maar ook die door andere oorzaken in de bundel ontstaat, verdisconteerd.

G is de vermogensversterking in dB waarbij het ruisgetal nog laag is. Bij nog grotere versterking stijgt het ruisgetal doordat er aanloopstroom onstaat en waarschijnlijk tweede-orde-effecten een grotere rol gaan spelen. G_{max} is de maximale versterking. G is begrensd doordat bij nog sterkere pompvelden de bundel geheel wordt gedefocusseerd. W_s is de 3 dB bandbreedte voor het signaal. De ruisbandbreedte W_n is hier de frequentieafstand tussen de punten waarvoor de ruistemperatuur tweemaal de minimum waarde heeft gekregen. (Het minimum ligt meestal bij f_c).

f_c MHz		T_n °K	T_r °K	G dB	G_{max} dB	W_s Mhz	W_n Mhz	V_b V	I_b μA
4137	[23]	58	25	19	26	42	32	6	27
1300	*)	100		20	30	80			
800 } 400	[13]	≈100	≈70	20–30	35	40–50		6	20–35
600	[34]	145		20		50	40	6	
408	[34]	75		20		50	40	6	
220	[34]	115		20		45	35	6	
550	[22, 35]	90	40	30	50	70	40	6	35

Uit de tabel blijkt dat buizen in het frequentiegebied van 200 – 4100 *MHz* reeds zijn gerealiseerd. Men kan zich afvragen in hoeverre dit gebied nog kan worden vergroot. Speciaal voor de hoge frequenties is dit interessant. Voor de lage frequenties is de concurrentie van meer conventionele versterkers te groot en het loont daar dus minder. In beide gevallen is de beperkende factor gelegen in het magneetveld, dat evenredig toeneemt met de werkfrequentie, b.v. voor f_c = 10000 *MHz* is $B_z \approx$ 3600 Gauss en voor f_c = 150 *MHz* is $B_z \approx$ 54 Gauss. Het opwekken van een sterk homogeen magneetveld in een relatief grote ruimte is nogal bezwaarlijk, 10000 *MHz* lijkt daarom wel een redelijke bovengrens voor de frequentie met de huidige stand van de techniek. De onderste grens hangt eveneens samen met het magneetveld. Om de elektronenbundel gefocusseerd te houden is nl. een minimale waarde van het magneetveld voorgeschreven (36, 37, 38). Heeft men minder magneetveld dan zal men met minder stroom in de bundel genoegen moeten nemen, dit heeft tot gevolg dat de verliezen van het koppelnetwerk relatief een te grote invloed krijgen en met het lage ruisgetal is het dan gedaan.

*) Tijdschrift Ned. Rad. Gen. **25**, (1960) 169-170.

Op grond van deze moeilijkheden is 100 *MHz* wel als onderste grens aan te geven bij de huidige stand van de techniek. Zoals reeds is opgemerkt is de onderste grens niet zo belangrijk.

5. Noodzaak van parametrische versterking

Men kan zich afvragen of het wel nodig is om parametrische versterking toe te passen, of dat men niet evengoed met meer conventionele middelen tot een lageruisversterker kan komen, mits men maar ruisenergie aan de bundel onttrekt aan de ingangskoppeling. Immers op de bundel aan het einde van de ingangskoppeling is de signaal-ruisverhouding zeer goed. Men zou nu kunnen trachten tussen de in- en uitgangskoppeling een of andere meer conventionele versterking toe te passen. Het blijkt echter dat dit niet mogelijk is. Dit is te begrijpen wanneer we wat dieper op de energie omzettingen ingaan.

5.1. *De energieomzetting*

De energieomzettingen in een parametrische versterker met een elektronenbundel voldoen aan de vergelijkingen van Manley en Rowe [39, 40, 41, 42], die we daartoe echter wel wat algemener moeten opvatten dan ze oorspronkelijk zijn bedoeld. Voor ons geval waarin er in totaal drie frequenties op treden nl. f, f_p, en $f_i = f_p - f$ luiden ze:

$$\frac{P_p}{f_p} = \frac{\triangle P_f}{f} = \frac{P_{fi}}{f_i} \tag{6}$$

Hierin zijn, P_p het door de pomp geleverde vermogen, $\triangle P_f$ de toename van de signaalenergie en P_{fi} de bij het proces opgewekte vermogen van de „idler".

Zoals we eerder hadden opgemerkt moet men, als men een ruisarme versterker wil verkrijgen, de bundelruis zowel van signaal als van „idler-frequentie" van de bundel halen. Een signaal kan zich in het algemeen op verschillende manieren als een golf langs een bundel voortplanten [29, 44]. Wanneer het signaal zich op zodanige wijze voortplant dat de energie van de elektronen gemiddeld groter is, dan de gemiddelde energie van de elektronen wanneer de bundel vrij van een signaal is, heeft men met een positieve energiegolf te doen [45, 46]. Vergroting van de amplitude van de golf doet de elektronenenergie

toenemen. Er bestaan echter ook modi die tot gevolg hebben dat de gemiddelde energie van de elektronen, wanneer het signaal aanwezig is, wordt verkleind. Zo'n negatieve-energiegolf heeft dus als eigenschap dat als de amplitude van de golf toeneemt, de energie van het systeem afneemt. Negatieve-energiegolven kan men dus alleen verwijderen door toevoeren van energie. Ruis die zich als een negatieve energiegolf voortplant, kan dus niet door het onttrekken van energie van de bundel afgenomen worden.

Bezien we nu de betrekking $f_i = f_p - f$ dan zien we dat, als we f_p kleiner laten worden, f_i negatief gaat worden voor $f_p < f$. Dit betekent (6), dat, wil $\frac{P_f}{f}$ positief blijven (we willen versterken en dus is P_f positief), P_{fi} negatief moet zijn. Dit kan alleen als P_{fi} een negatieve energiegolf is. Koppeling met negatieve energiegolven dienen we echter te vermijden omdat die niet ontruist kunnen worden.

Conventionele versterking is op te vatten als het limiet geval van $f_p \rightarrow 0$, en omdat dit negatieve energiegolven geeft, is dus dan geen lage ruis mogelijk, althans niet op de eenvoudige manier zoals die bij de Adler-Wade buis is toegepast.

6. **Algemene opbouw**

In het voorgaande is voortdurend sprake geweest ven transversale golven langs de bundel. Er zijn echter ook nog andere typen golven mogelijk en dus nog andere typen buizen [37, 43, 46]. Het zou te ver voeren die hier nog te behandelen, men kan echter in het algemeen het volgende zeggen: Er moet naar gestreefd worden dat er in geen geval koppeling met een negatieve energiegolf optreedt, wat dus voor een drie-frequentieversterker neerkomt op $f_p > f$. De algemene opbouw van de versterker laat zich dan weergeven in het blokschema in fig. 7.

Behalve de Adler-Wade buis zijn alle parametrische versterkerbuizen in gebreke gebleven wat betreft een laag ruisgetal. De reden is hiervoor waarschijnlijk dat toch koppeling optreedt met negatieve energiegolven en door het optreden van ingewikkelde koppelingen met golven van andere frequentie dan f en f_i.

Opgemerkt dient te worden dat er methoden zijn voorgesteld om ruis van negatieve energiegolven te verwijderen door parametrische energie aan die golven toe te voeren [47]. Voor zover

bekend zijn hier nog geen positieve resultaten mee geboekt. De ruis van negatieve- (en ook van positieve-) energiegolven

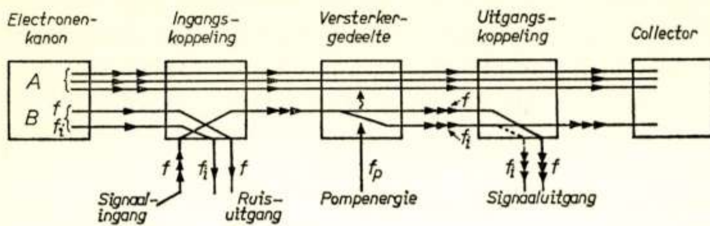


Fig. 7.

Algemene opbouw parametrische versterker. Met de golven A (waarvan er negatieve energie kunnen hebben) wordt niet, en met de golven B, (positieve energiegolven met frequentie f en f_i) wordt wel gekoppeld. Ruis in B wordt door de ingangskoppeling van de bundel genomen. Signaal wordt in modi B opgebracht, versterkt en weer afgenomen. Koppeling met de golven A wordt in alle drie koppelingen vermeden. Het „idler signaal" kan al naar de uitkoppeling geschiedt, aan de uitgang verschijnen, of met de bundel naar de collector gaan.

kan wel worden verminderd door b.v. gebruik te maken van correlatie [48, 49, 50, 51], expansie van de bundel en begrenzen door een klein gat [52], niet uniforme snelheidseffecten [53, 54], grote magneetvelden door de kathode [55], expansie in veranderlijke magneetvelden [35], e.d. Principiëel zijn dit echter geen reducties tot nul, terwijl de hier behandelde parametrische methoden dit wel beogen, althans in eerste benadering.

Literatuur

1. C. A. Muller, Parametrische versterkers met halfgeleiderdiodes. Tijdschr. Ned. Radio Gen. 27 (1962) nr. 4, p. 223-239.
2. T. J. Bridges, A parametric electron beam amplifier. Proc. IRE 46, (1958), 494-495.
3. G. Wade, H. Heffner, Gain, bandwith and noise in a cavity type parametric amplifier. J. Electr. & Contr. 5, (1959), 497-509.
4. A. Ashkin, Parametric amplification of space charge waves. J. Appl. Phys. 29, (1958), 1646-1651.
5. A. Ashkin, T. J. Bridges, W. H. Louisell, C. F. Quate, Parametric electron - beam amplifiers. IRE Wescon Conv. Rec. 2(3), (1958), 13-17.
6. A. Ashkin, W. H. Louisell, C. F. Quate, Fast wave couplers for longitudinal beam parametric amplifiers. J. Electr. & Contr. 7 (1959), 1-32.

7. J. S. Cook, W. H. Louisell, Fast longitudinal space charge wave parametric amplifiers. IRE Wescon Conv. Rec. 3(3), (1959), 77-85.
8. W. H. Louisell, C. F. Quate, Parametric amplification of space charge waves. Proc. IRE 46, (1958), 707-716.
9. W. H. Louisell, A three frequency electron-beam parametric amplifier and frequency converter. J. Electr. & Contr. 6 (1959), 1-25.
10. R. Adler, Parametric amplification of the fast electron wave. Proc. IRE 46, (1958), 1300-1301.
11. G. Wade, R. Adler, A new method of pumping a fast space-charge-wave. Proc. IRE 47, (1959), 79-80.
12. R. Adler, G. Hrbek, G. Wade, A low-noise electron beam parametric amplifier. Proc. IRE 46, 1756-1757, 1958.
13. R. Adler, G. Hrbek, G. Wade, The quadrupole amplifier, a low noise parametric device. Proc. IRE 47, 1713-1723, 1959.
14. J. W. Klüver, An M type fast cyclotron wave coupler. Nachr. Tech. Fachber. 22, 367-369, 1960.
15. R. H. Pantell, Electrostatic electron beam couplers. Nachr. Tech. Fachber. 22, 385-389, 1960.
16. C. L. Cuccia, The electron coupler. RCA Rev. 10, 270-303, 1949.
17. L. P. Smith, C. I. Suhlmann, Frequency modulation and control by electron beams. Proc. IRE 35, 644-657, 1947.
18. T. J. Bridges, C. P. Lea Wilson, J. C. Vokes, Principles of scaling of cyclotronwave amplifiers. Nachr. tech. Fachber. 22, 352-355, 1960.
19. C. Johnson, Theory of fast wave parametric amplification. J. Appl. Phys. 31, 338-345, 1960.
20. C. P. Lea Wilson, Some possible causes of noise in Adler tubes. Proc. IRE 48, 255-256, 1960.
21. E. I. Gordon, Noise in beam-type parametric amplifier. Proc. IRE 49, 1208, 1961.
22. R. Kompfner, Ursachen des Rauschens in Zyklotronwellen-Verstärkern. Nachr. Tech. Fachber. 22, 403-405, 1960.
23. A. Ashkin, A low noise microwave quadrupole amplifier. Proc. IRE 49, 1016-1020, 1961.
24. P. A. H. Hart, Partition effects in transverse electron beam waves. J. Appl. Phys. 33, 2401—2408, 1962.
25. E. I. Gordon, A. Ashkin, Energy interchange between cyclotron and synchronous waves in quadrupolar pump fields. J. Appl. Phys. 32, 1137-1144. 1961.
26. K. Blötekjaer, T. Wessel-Berg, Some aspects of cyclotron wave amplification in time - periodic and space periodic fields. Nachr. Tech. Fachber. 22, 372-382, 1960.
27. P. A. H. Hart, C. Weber, A transmission line coupler for a fast wave transverse velocity electron beam amplifier. Nachr. Tech. Fachber. 22, 358-361, 1960.
28. J. T. de Jager, B. J. Robinson, Sensitivity of the degenerate parametric amplifier. Proc. IRE 49, 1205-1206, 1961.
29. E. I. Gordon, Transverse electron beam waves in varying magnetic fields. Bell Syst. T. J. 39, 1603-1616, 1960.
30. R. Adler, A. Ashkin, E. I. Gordon, Excitation and amplification of cyclotron waves and thermal orbits in the presence of space charge. Jour. Appl. Phys. 32, 672-675, 1961.
31. T. E. Everhart, Space charge effects in a quadrupole pump. Nachr. Techn. Fachber. 22, 350-352, 1960.
32. P. A. H. Hart, C. Weber, Parametric amplifiers electron gun. Phil. Res. Reps. 16. 376-388, 1961.
33. R. W. Gould, C. C. Johnson, Coupled mode theory of electron beam parametric amplification. J. Appl. Phys. 32, 248-258, 1961.
34. C. O. Chalk, The electron beam parametric amplifier. Rad. & Electr. comp. 2, 399-408, 1961.
35. P. A. H. Hart, On cyclotron wave noise reduction. Proc. IRE, 227-228, 1962.
36. J. R. Pierce, "Theory and design of electron beams". D. v. Nostrand 1954. New York.

37. A. H. W. Beck, "Space charge waves". Pergamon London 1958.
38. W. Kleen, Einführung in die Mikrowellen-Elektronik. Stuttgart 1952.
39. J. M. Manly, H. E. Rowe, Some general properties of non linear elements. Proc. IRE 44, 904-913, 1956.
40. S. Duinker, General energy relations for parametric amplifying. T. Ned. Rad. Gen. 24, 287-310, 1959.
41. H. A. Haus, The kinetic power theorem for parametric longitudinal parametric beam amplifiers. Trans. IRE. PGED. 5, 225-231, 1958.
42. P. Penfield, Generalization of the frequency-power formulas of Manly and Rowe. Thesis MIT 1960.
43. J. R. Pierce, "Travelling wave tubes". D. v. Nostrand 1950.
44. A. E. Siegman, Waves on a filamentary electron beam in a transverse field slow wave circuit. J. Appl. Phys. 31, 17-26, 1960.
45. W. R. Beam, Determination of sign of power flow in electron beam waves. Proc. IRE 48, 1170, 1960.
46. H. Groendijk, Three interpretations of space charge waves in electron beams. Tijdschr. Ned. Rad. Gen. 26, 51-63, 1961.
47. P. A. Sturrock, Parametric refrigeration - A mechanism for removal of noise from the slow wave of an electron beam. Nachr. Tech. Fachber. 22, 406-408, 1960.
48. H. A. Haus, F. N. H. Robinson, The minimum noise figure of microwave beam amplifiers. Proc. IRE 43, 981-991, 1955.
49. A. Versnel, Lopende golfbuizen met een laag ruisgetal. T. Ned. Rad. Gen. 24, 101-112, 1959.
50. M. T. Vlaardingerbroek, Noise in electron beams and fourterminal networks. Phil. Res. Reps. 14, 327-336, 1959.
51. T. Wesselberg, K. Blötekjaer, Noise reduction schemes in transverse modulation tubes. Agard low-noise conf. Oslo 1961.
52. C. P. Lea Wilson, T. J. Bridges, J. C. Vokes, The application of beam cooling to quadrupole amplifiers. J. Electr. & Contr. 4, 261-269, 1961.
53. M. R. Currie, Noise phenomenence in microwave tubes. Nachr. Techn. Fachber. 22, 392-398, 1960.
54. M. R. Currie, D. C. Forster, New mechanism of noise reduction in electron beams. J. Appl. Phys. 30, 94-103, 1959.
55. R. Adler, G. Wade, Beam refrigeration by means of large magnetic fields. Nachr. Tech. Fachber. 22, 409-411, 1960. J. Appl. Phys. 31, 1201-1203, 1960.

NASA COMMUNICATIESATELLIET RELAY

Begin oktober zijn de plannen voor de eerste experimentele communicatie-satellietverbinding Noord-Zuid Amerika bekend gemaakt gedurende een persconferentie in de ITT Federal Laboratories te Nutley, New Yersey.

De eerste proefverbindingen worden tot stand gebracht tussen het grondstation te Nutley (± 15 km ten Westen van New York City) en het transportabele communicatiecentrum vlak bij Rio de Janeiro, Brazilië.

NASA (National Aeronautics and Space Administration) zal van deze ca. 8000 km lange communicatieverbinding gebruik maken voor de spoedig van Cape Canaveral te lanceren Project Relay satelliet (baan ± 1400—6000 km).

Het Nutley Station, de eerste industriële installatie die een vergunning ontving voor aarde-ruimte communicatie speurwerk en het voor Brazilië bestemde station hebben geruime tijd uitgebreide beproevingen ondergaan.

Communicatie van en naar Zuid-Amerika is van groot belang aangezien hiermede de mogelijkheid van hoge kwaliteit- en lange afstandstransmissie wordt aangetoond.

Eveneens zal het Rio Station via Relay uitzendingen verzorgen naar het Engelse PTT Station Goonhilly Down, waarvan de zender gebouwd is door Standard Telephones and Cables, Londen.

Het transportabele station (Rio) is een geheel zelfstandig Communicatiecentrum voor overdracht van telefonie, telegrafie en datatransmissie met hoge snelheid, dat eveneens gemodificeerd kan worden voor televisie-transmissie. In de praktijk is gebleken dat 4 man zo'n communicatiecentrum in minder dan 16 uur kunnen opbouwen.

NIEUWE HOOFDINDUSTRIEGROEP VAN PHILIPS TE APELDOORN

Philips is voornemens in Apeldoorn een Hoofdindustriegroep te stichten waar computers (elektronische rekenmachines) zullen worden ontwikkeld. Het concern beschikt reeds over vele activiteiten op dit gebied voor speciale toepassingen bijvoorbeeld in de industrie, luchtvaart en communicatie. De in Apeldoorn te vestigen onderneming is in eerste instantie bedoeld ter ondersteuning hiervan.

Een van de overwegingen die bij de vestiging een rol hebben gespeeld is het feit dat men door eigen ontwikkeling en fabricage van computers ervaring op zal doen, welke de vervaardiging van elektronische onderdelen daarvoor zeer ten goede zal komen.

Ook voor de verdere automatisering van de Philipsbedrijven zal deze ervaring van groot nut kunnen zijn.

Als directeur van de nieuwe Hoofdindustriegroep zal worden benoemd ir. Y. Jorna, thans directeur van de N.V. Hollandse Signaal Apparaten te Hengelo.

CONGRESSEN E.D.

12e Internationale Salon voor Uitvinders.
Van 8 tot 17 maart wordt te Brussel de 12e Internationale Salon voor Uitvinders gehouden waaraan ook door Nederland wordt deelgenomen.
Secretariaat: 70, Rue de Livourne, Brussel.

Internationaal Symposium over Optische Masers.
Het 13e door het Polytechnic Institute of Brooklyn te organiseren Internationale Symposium is gewijd aan Optische Masers en wordt gehouden op 16, 17 en 18 april 1963.
Secretariaat: 55 Johnson Street, Brooklyn 1, New York.

Reliability and Quality Control.
Het 9e Symposium over dit onderwerp wordt gehouden op 22, 23 en 24 januari 1963 te San Francisco.
Inlichtingen voor Nederland: Ir. P. Zijlstra, p/a Philips EE 3, Eindhoven.

BOEKAANKONDIGINGEN

Bij Idocet-Straling, Antwerpen verscheen als herdruk van het Tijdschrift Electron-Digest het boekje *„ABC van de Transistorpraktijk"*. Het bestaat uit meer dan vijftig praktische toepassingen van halfgeleiders, in lexicon-vorm (en daardoor wat beknopt) weergegeven.

Bij Dover Publications, Inc., verschijnen behalve goedkope herdrukken van standaardboeken regelmatig gebundelde overdrukken van tijdschriftartikelen. Ditmaal verschenen twee dergelijke bundels over actuele onderwerpen t.w.: *"Selected papers on New Techniques for Energy conversion"* en *"Selected Papers on Physical Processes in Ionized Plasmas"*.

BOEKBESPREKINGEN

"Design and development of electronic instruments" door S. S. Banerji, Asia Publishing House, Londen 1962, 26 blz. 8 figuren. Prijs 5 sh.

Gezien de omvang van het boekje is de titel wel wat ruim gekozen. De inhoud blijkt te bestaan uit een beschrijving van een drietal apparaten onder auspiciën van het Scientific Research Committee aan universiteiten in India gerealiseerd, te weten: een fading registratie-apparaat, een eenvoudige ionosfeerpeiler en een elektronische wattmeter.

Men vindt naar onze maatstaven echter niets nieuws in dit boekje. Typografie en bindwerk zijn bijzonder slecht uitgevoerd.

K.

Junction transistor circuit analysis, by S. S. Hakim. Iliffe London, Wiley New York, 1962, 521 pagina's, 443 figuren. Prijs 105 sh.

Een hand- en leerboek over de principes van transistorschakelingen waarbij, in afwijking van de meeste bestaande boeken, niet is gestreefd naar volledigheid ten aanzien van het aantal behandelde onderwerpen. Na een inleiding over de fysische achtergrond van de transistor komen ter sprake: klein-signaal vervangschema's, lineaire versterkers, het groot-signaal vervangschema en logische schakelingen. De behandeling van de klein-signaal schema's valt te waarderen, deze gaat dieper dan gewoonlijk zodat duidelijk uitkomt in hoeverre de verschillende benaderingen geldig zijn. Zeer uitvoerig zijn de hoofdstukken over lineaire versterkers; het grote aantal in formules uitgewerkte schakelingen maakt dit deel vooral nuttig voor naslagdoeleinden. Het hoofdstuk over het groot-signaal vervangschema geeft een goede samenvatting van datgene wat tot nu toe uit tijdschriftartikelen bekend was: het schema volgens Ebers en Moll en het „charge control" principe van Beaufoy en Sparkes. Tot slot een beknopte beschrijving van een aantal logische schakelingen.

Gezien de wijze van behandeling van de stof komt het boek allereerst in aanmerking voor hen die reeds een behoorlijke ervaring hebben in het werken met transistors; de voor het inzicht van de beginner zo nuttige vereenvoudigde beschouwingen en berekeningen ontbreken namelijk geheel. Na elk hoofdstuk een korte, tamelijk onvolledige, literatuurlijst; literatuurverwijzingen in de tekst ontbreken echter nagenoeg.

J. te W.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

NIEUWE LEDEN

Ir. R. Blommendaal, Westerbaan 18, Noordwijk.
Ir. J. C. Kok, Juffermanstraat 80, Oegstgeest.

Ir. J. J. M. Koning, Frans Halskade 223, Rijswijk Z.H.
Ir. L. R. Nieuwkerk, Tomatenstraat 89, Den Haag.
Ir. D. W. Rollema, Herenstraat 53, Voorburg Z.H.
B. E. Westerman, Kon. Wilhelmina Boulevard 27, Noordwijk aan Zee.

VOORGESTELDE LEDEN

Ir. C. J. van Elk, Kretschmar van Veenlaan 63, Hilversum (P.T.I.).
Ir. C. H. ter Hark, Wolvenlaan 209, Hilversum (P.T.I.).
Ir. H. Heitink, Zevenenderdrift 48, Laren N.H. (P.T.I.).
Ir. Tj. v. d. Meulen, De Dissel 29, Laren N.H. (P.T.I.).
Ir. P. Plomp, Hobbemalaan 5, Hilversum (P.T.I.).
Ir. G. A. van der Spek, De Sitterlaan 44, Leiden (R.V.O.—T.N.O.).
Ir. H. A. Teunissen, G. van Amstelstraat 327, Hilversum (P.T.I.).
Ir. N. B. J. Weyland, Dr. J. W. Paltelaan 102, Zoetermeer (T.H. Delft).

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

Ir. J. van Baarda, Javalaan 16, Hilversum.
Ir. J. H. v. d. Boorn, van Renesseweg 61, Eindhoven.
Ir. J. C. Dito, Pr. Mariannelaan 64, Voorburg Z.H.
Ir. E. W. Gröneveld, Fabritiuslaan 59, Wassenaar.
Ir. P. A. H. Hart, Klaverhoek 31, Eindhoven.
Ir. J. M. L. Janssen, v. d. Dussenweg 4, Delft.
T. T. J. Jaspers, Luzacstraat 1, Wassenaar.
Drs. B. J. Loopstra, N.V. Electrologica, Willem Fenengastraat 31, Amsterdam.
Ir. D. L. A. Tjaden, Nieuwendijk 42, Geldrop.
Ir. J. Vermeulen, Saffierhorst 276, Den Haag.
Ir. D. H. Wolbers, Gustav Mahlerlaan 32, Voorschoten.
Ir. P. Wolterson, Blesboklaan 2, Hilversum.
J. W. Zwaal, Dr. Kuyperlaan 42, Huizen N.H.
Elwood R. Horwinski, Martin Company 31, rue Marbeuf, Paris VIII, France.

Dit nummer werd gedrukt op 3 januari 1963.



Bij het **Laboratorium voor Elektronische Ontwikkelingen voor de Krijgsmacht** te Oegstgeest kunnen worden geplaatst enige

Radio-technici

Geboden wordt een interessante werkkring op het gebied van de ontwikkeling van elektronische apparatuur zoals radio, radar, automatische besturingen en rekenapparatuur in samenwerking met ingenieurs en H.T.S.-ers.
Vereist: diploma radio-technicus N.R.G. of gelijkwaardige opleiding.
Salaris: *f* 331—*f* 639 per maand (excl. huurcomp.) afhankelijk van leeftijd en ervaring.

Sollicitaties of nadere inlichtingen bij de directeur van het Laboratorium, Ktz. Prof. Jhr. Ir. J. L. W. C. von Weiler.



Het Marine Elektronisch Bedrijf te Oegstgeest vraagt voor haar **elektronische werkplaatsen te Den Helder**

Radio-radarmonteurs en -technici

Vereist: dipl. radiomonteur/technicus N.R.G. of een gelijkwaardige opleiding.
Geboden wordt: een interessante werkkring voor een grote verscheidenheid van de meest moderne apparatuur.

* pensioenregeling na twee jaar dienst.
* vijfdaagse werkweek.
* gunstige vakantieregeling.
* vakantie-uitkering van 4% v.h. jaarsalaris.
* mogelijkheid tot deelneming aan de premiespaarregeling voor rijksambtenaren.

Soll. onder no. 2-1000/7832 (in linkerbovenhoek env. en brief) aan het bureau Personeelsvoorziening van de Rijksoverheid, Prins Mauritslaan 1, Den Haag.